Technical Reports

Editor: Rainer Bertelsmeier, DJ9BV

Combiners, Couplers and Hybrids: A Case Study-Part I

Werner Rahe, DC 8 NR

Conrad-Schulz-Weg 5, 82211 Herrsching, 08152/5103

Kurzfassung: Für den Anwendungsfall einer geplanten 144MHz-Transistor-PA werden die verschiedenen Methoden der Zusammenschaltung von PA's und die Technik der Leitungstransformatoren vorgestellt.

Abstract: For the case of a 144MHz power amplifier project the various types of transformers and the techniques of power combiners and splitters are introduced and discussed.

Einführung

Auch im Endstufenbau haben Halbleiter die Röhren weitgehend verdrängt. So lassen sich heute im Kurzwellenbereich mit Transistoren Leistungen in der Kilowattklasse erzeugen. Die Vorteile derartiger Endstufen liegen auf der Hand: Sofortige Betriebsbereitschaft ohne Aufheizphase, keine lebensgefährliche Hochspannung, Breitbandigkeit, hohe Lebensdauer, geringer mechanischer Aufwand, einfachere und leisere Kühlung.

Demgegenüber stehen einige Nachteile:

Die geringere Steilheit und Verstärkung des Einzeltransistors, die notwendigerweise hohen Betriebsströme und die Empfindlichkeit gegenüber Überlastung durch Fehlanpassung. Bei Bipolar-Transistoren besteht die Gefahr des "thermischen Weglaufens", was ohne entsprechende Schutzmaßnahmen zum "Selbstmord" des Transistors führt. Überhaupt ist die rasche Abführung der im Transistorchip entstehenden Verlustleistung eines der Hauptprobleme beim Bau von Transistor-Leistungsendstufen. Daneben bereitet die Anpassung der sehr niedrigen Transistor-Eingangs- und Ausgangsimpedanzen von Leistungshalbleitern an die 50Ω-Systemimpedanz erhebliche Schwierigkeiten. Schließlich kann die geforderte Ausgangsleistung nicht von einem Transistor allein aufgebracht werden. Es müssen also mehrere Transistoren in geeigneter Weise zusammengeschaltet werden.

Dies alles bedingt eine grundsätzlich andere Schaltungstechnik, als man sie von Röhrenendstufen oder Eintaktverstärkern mit Transistoren gewohnt ist. Der folgende Artikel soll keine Bauanleitung darstellen, sondern ein besseres Verständnis für die Problembereiche derartiger Leistungsendstufen fördern

und Lösungsmöglichkeiten aufzeigen. Die gewählte Schaltungstechnik ist nicht auf einen bestimmten Frequenzbereich zugeschnitten und erstreckt sich vom KW- bis in den GHz-Bereich.

Introduction

Also in the construction of power amplifiers semiconductors have replaced the good old tube. The advantages are obvious:

- Instant operation
- No high voltages
- Broadband designs
- High MTBF
- Simple Cooling

Some disadvantages are:

- Lower gain
- Lower output per device requires combining of many stages to achieve high power
- Thermal run-away at bipolars
- Low impedance requires special circuit techniques
- Low tolerance against mismatch or high load VSWR

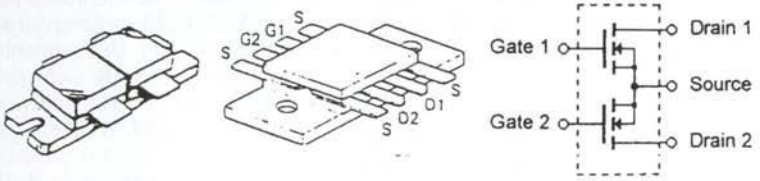
In fact the circuit design is completely different from those used with tubes. Therefore this case study intends to cover the basic techniques in the design of semiconductor power amplifiers.

1. Halbleiterauswahl

Einen Teil der Probleme beim Bau von Halbleiterendstufen kann man durch den Einsatz moderner Halbleiterelemente leichter in den Griff bekommen, als mit herkömmlichen Bipolar-Transistoren. Solche Bauteile sind HF-Leistungs-MOS-FET's, die schon seit etwa 20 Jahren auf dem Markt sind und in dieser Zeit ständig verbessert wurden. Ohne näher auf die Unterschiede der einzelnen Typen einzugehen, verlief die Entwicklung über V-, T- und D-MOS-FET's. Die neueste Generation stellen die sog. LDMOS-Transistoren dar, mit denen auch der obere UHF-Bereich erschlossen wurde. Leider haben sich sowohl die Amateure als auch die Amateurgeräteindustrie bislang nur sehr zögerlich dieser modernen Bauelemente angenommen. Im VHF/UHF-Bereich gibt es weltweit nur einen einzigen Hersteller, der derartige Endstufen anbietet. Weiterhin kaufen Funkamateure begeistert Endstufen mit Bipolar-Transistoren, obwohl diese Halbleiter zumindest im VHF/UHF-Bereich lediglich für C-Betrieb spezifiziert sind und daher, ohne groß nachdenken zu müssen, nur sehr mittelmäßige Intermodulationsabstände liefern können [1/2]. Dabei besitzen MOS-FET's überlegene Eigenschaften:

- Höhere Eingangsimpedanz (kapazitiv!) speziell im KW-Bereich, die über einen großen Bereich weitgehend konstant und unabhängig von der Aussteuerung ist. einfachere Anpassung, höhere Linearität
- Höhere Leistungsverstärkung (ca. 5-6 dB höher als bei entsprechenden Bipolar-Transistoren) (niedrigere Steuerleistung bzw. geringere Anzahl von Verstärkerstufen
- Einfache Vorspannungserzeugung. Während die meisten Kleinsignal-MOS-FET's im sog. Depletion-Mode (Verarmung-Typen) arbeiten, bei dem sie sie wie eine Röhre durch eine negative Spannung zwischen Gate und Source gesperrt bzw. gesteuert werden, arbeiten Power-MOS-FET's im Enhancement-Mode (Anreicherungs-Typen), bei dem die Höhe des Ruhestroms durch eine positive Gate-Source-Vorspannung eingestellt wird. Da das Gate (Kapazität!) hochohmig ist, wird die Vorspannungsquelle nicht belastet und kann daher problemlos durch einen Spannungsteiler realisiert werden. Gegebenenfalls kann mit der Vorspannung sogar die Ausgangsleistung geregelt werden (ALC/SWR-Control)
- Negativer Temperaturkoeffizient: Der Drainstrom nimmt mit steigender Chip-Temperatur ab, kein thermischer "Selbstmord" möglich

Bild/Figure 1: Gemini Package



- Geringere Rückwirkungskapazität (ca. 5mal geringer), im Gegensatz zu Bipolartransistoren weitgehend statisch (geringere Neigung zu parametrischen Schwingungen
- Geringes Rauschen (geringerer Sender-Rauschsockel (NF~3 dB/150 MHz)
- Hohe Linearität (geringere Intermodulationsprodukte höherer Ordnung (k9 und höher) bei SSB (nur bei höheren Ruheströmen!)
- Hohes Last-VSWR möglich

Nachteile:

- Empfindliches Gate (ESD-Gefahr bei unsachgemäßem Umgang. Wie bei allen MOS-Bauelementen muß verhindert werden, daß die Gate-Source-Spitzenspannung über-schritten wird (Vorsicht beim Auspacken und Einbau (statische Aufladung). Die Gates stellen praktisch nur Kondensatoren mit einem hauchdünnen Dielektrikum von begrenzter Spannungsfestigkeit dar. In der Schaltung ist der FET i.A. nicht mehr gefährdet, wenn ein niederohmiger Gate-Ableitwiderstand vorgesehen wird. Dieser verringert gleichzeitig die hohe Güte des internen Anpassnetzwerkes, die zu Unstabilitäten führen kann und die Breitbandeigenschaften verschlechtert.
- Power-MOS-FET's arbeiten im KW/VHF/UHF-Bereich normalerweise mit Betriebsspannungen von 28 oder 50V. Sie sind also etwas für die Heimstation. Ein 50V-Netzteil, das eine stabile Ausgangsspannung bei 20A und mehr liefert, ist eine recht delikate Angelegenheit, da die meisten Spannungsregler eine Spannungsfestigkeit von nur ca. 35V besitzen.

Power-MOS-FET's sind heute keine exotischen Bauteile mehr mit ebensolchen Preisen. Zumindest im KW/VHF/UHF-Bereich können sie preislich durchaus mit äquivalenten Bipolar-Transistoren konkurrieren. Hersteller sind MOTOROLA, POLYCORE, VALVO, ERICSON, PHILIPS, SILICONIX, HITACHI u.a.m.

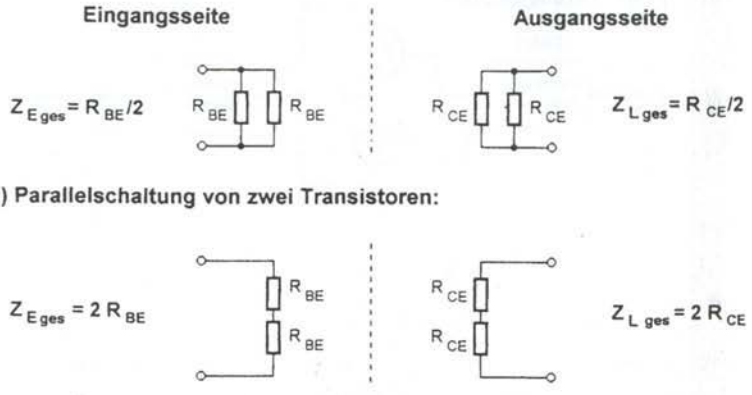
1. Selection of Semiconductors

Modern semiconductors power amplifiers equipped with MOSFET transistors have superior properties in terms of gain, linearity, efficiency. This is not comparable to the 'brick' type 12V bipolar transistor PA which is in wide spread use at amateurs. These PA's designed with FM-Bipolar transistors have poor properties and should be not used for SSB operation by the serious amateur.

MOSFET's have the following properties

- Higher input impedance than bipolars provides better matching and broadband performance
- Higher gain of 5...6dB requires less stages in PA design
- Simple bias circuit with enhancement type FET's. can be high impedance and can be used for AGC

Bild/Figure 2: Parallel-Schaltung von Transistoren



- At high currents the temperature coefficient is negative, .i.e. higher temperature produces less current. No thermal runaway and second breakdown are possible.[1]
- Low feed back capacitance
- Low noise
- High linearity especially for higher order IM products (5., 7. and higher order) produce a narrow spectrum for SSB-signals

Some drawbacks are inevitable:

- Sensitive gate structure requires ESD measures
- High supply voltage of 28 or 50V requires some care with power supplies

In any case the power MOSFET is the device of the future. Manufactures are MOTOROLA, POLYCORE, PHILIPS, ERICSSON, HITACHI etc.

2. Schaltungsauswahl

Die bevorzugte Schaltung zur Erzeugung hoher Leistungen im betrachteten Frequenzgebiet ist die Gegentaktschaltung. Das hat seinen guten Grund, denn die entsprechenden Leistungstransistoren, die hier i.A. zum Einsatz kommen, sind sogenannte GEMINI-Transistoren und bestehen aus zwei identischen Leistungstransistoren in einem Gehäuse (auch: Balance- oder Push-Pull-Transistoren). [Abb. 1]

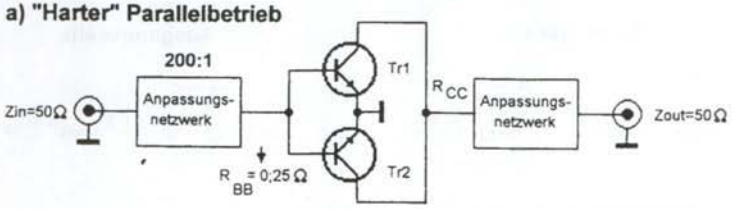
Die derzeitige Technologiegrenze für derartige Transistoren liegt im KW-Bereich bei einer Ausgangsleistung von 600W, im VHF-Bereich bei 300W, im UHF-Bereich bei 200W, bei 1 GHz und 2 GHz bei ca.100W. Die Transistoren für den GHz-Bereich sind allerdings noch sehr teuer.

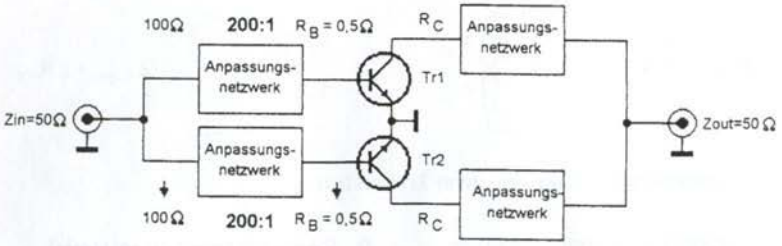
Grundsätzlich könnte man zur Leistungserhöhung gleiche Transistoren einfach parallel schalten. Während man das im Kleinleistungsbereich bis zu ein paar Watt ungestraft vielleicht auch noch tun kann, verbietet sich

1 Editors Remark: This is only true for high currents. In the bias state with no signal (Class AB) the bias current of any power FET has a positive temperature coefficient. This means that for stabilizing the bias current a temperature compensation must be included.

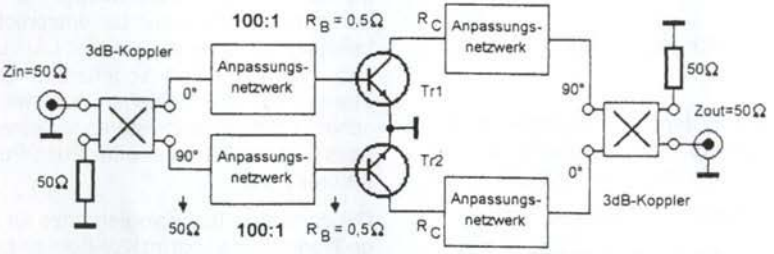
Bild/Figure 3: Impedanzen bei Parallel- und Serienschaltu

a) "Harter" Parallelbetrieb

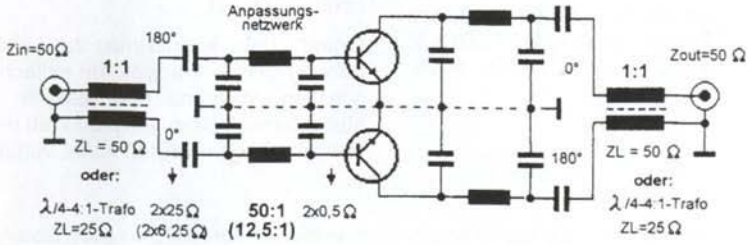




b) Parallelschaltung nach Anpassung

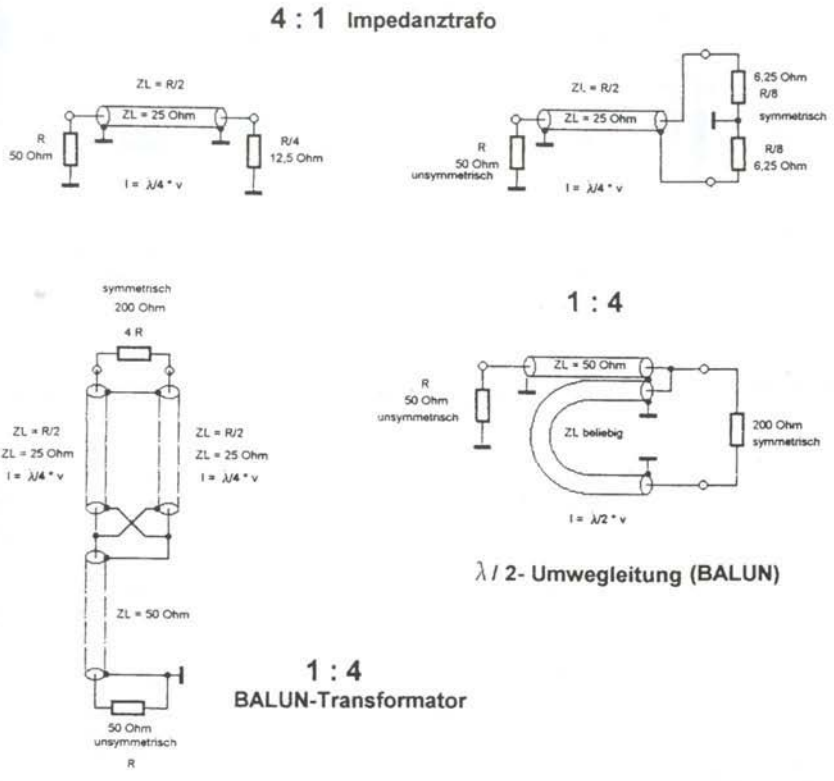


c) Entkoppelte Einzelverstärker durch 3dB-Koppler



d) Gegentaktverstärker

Bild/Figure 4: Schmalbandige Leitungsübertrager



λ / 2- Umwegleitung (BALUN)

1 : 4
BALUN-Transformator

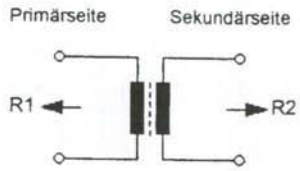
diese Vorgehensweise bei höheren Leistungen.

Da Einzeltransistoren kaum gleiche Parameter aufweisen, würden bereits bei geringen Unsymmetrien hohe Ausgleichströme fließen. Schon am Transistoreingang könnten sich zudem die Steuerleistungen bereits so ungünstig verteilen, daß einer der Transistoren völlig überlastet werden könnte. Bei Ausfall eines Transistors ist aber auch der andere potentiell gefährdet.

Im VHF- und UHF-Gebiet, wo besonders die Eingangsimpedanzen von Leistungstransistoren allgemein sehr niedrig sind (z.B. bipolar: 0,4+j1,5Ω / MOS-FET: 0,65 - j0,35 Ω), würde eine Parallelschaltung die Anpassung wegen des erforderlichen hohen Übersetzungsverhältnisses sehr erschweren und die Bandbreite verringern. (Abb. 2a/3a) Deswegen empfiehlt sich diese Vorgehensweise auch bei KW-Endstufen nicht, obwohl hier der Realteil der Eingangsimpedanzen von MOS-FETS wenigstens im Bereich von einigen Ohm liegt.

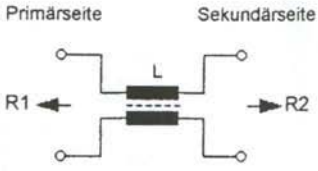
Bei MOS-FET's kommt ein neues Problem hinzu. Wegen der hohen kapazitiven Eingangsimpedanz kann es bei Parallelschaltung über die Rückwirkungskapazität Crss und die internen Bondierungen, sowie über externe Induktivitäten und Streukapazitäten zu Multivibratorschwingungen kommen (Dämpfung mit Gate-Serienwiderstand oder Dämpfungsperle). Zur Schwingneigung trägt auch die hohe Vorwärtssteilheit bei.

Bild/Figure 5: Transformator/Leitungstransformator



$$\frac{R1}{R2} = \left(\frac{N1}{N2}\right)^2$$

Konventioneller Transformator



Leitung mit Wellenwiderstand

$$ZL = \sqrt{R1 * R2}$$

Leitungstransformator

Günstiger als eine "harte" Parallelschaltung ist es, wenn man die Einzeltransistoren ein- und ausgangsseitig mit Anpassnetzwerken individuell anpaßt und dann erst parallel schaltet. Dann muß allerdings die TransistorimpedanZ auf 100Ω transformiert werden, damit am Zusammenschaltpunkt wieder eine Gesamtimpedanz von 50Ω zustande kommt. (Abb. 3b)

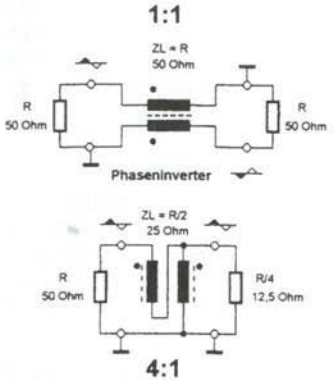
Die beste Lösung stellt eine Zusammenschaltung über 3dB-Koppler dar. Je nach Phasenlage der beiden Ausgangstore des Kopplers zueinander unterscheidet man zwischen 0-, 90- und 180-Kopplern. Grundsätzlich funktionieren alle Arten gleichwertig. Sie teilen die Steuerleistung in zwei gleiche Teile auf (Leistungsteiler) und entkoppeln die Verstärker gleichzeitig voneinander, so daß Rückwirkungen zwischen den beiden Verstärkerzügen vermieden werden. Man muß anschließend nur dafür sorgen, daß die Einzelleistungen ausgangsseitig auch wieder phasenrichtig (mit einem zweiten gleichartigen Koppler (Leistungsaddierer) zusammengefaßt werden. (Abb. 3c)

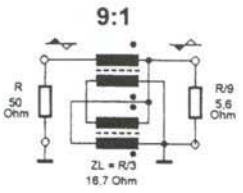
Das Problem einer breitbandigen und verlustarmen Reduzierung des Impedanzverhältnisses hat man damit aber immer noch nicht vollständig gelöst. Einer der Vorteile der Gegentaktschaltung ist, daß die Ein- und Ausgangsimpedanzen hochfrequenzmäßig jetzt in Serie geschaltet sind ($Z_e = 2Z_{GS}$), was nun die Anpassung erheblich erleichtert (Abb. 2b/3d).

Durch die Gegentaktschaltung werden prinzipbedingt außerdem die geradzahligen Harmonischen im Ausgangssignal unterdrückt. Das Maß der Unterdrückung hängt allerdings von der absoluten Symmetrie der Betriebsparameter und aller Komponenten ab. Schließlich verdient noch folgender Tatbestand Erwähnung: Jede Emitter- oder Sourcezuleitung stellt eine Induktivität dar, die bei hohen Frequenzen nicht nur als verstärkungsmindernde Gegenkopplung wirkt, sondern in Verbindung mit ungünstigen Quell- und Lastimpedanzen einen Verstärker auch instabil machen kann. In einer Gegentaktstufe fließt der HF-Anteil des Emitterstromes zwischen den Emittern und nicht über die Masseverbindung. Verwendet man Doppeltransistoren, so tritt der hochfrequente Emitterstrom nach außen nicht in Erscheinung. Somit sind Gegentaktverstärker relativ unkritisch, was die Erdung angeht und die Schwingneigung ist gering.

Dies macht den Einsatz von Doppeltransistoren sinnvoll, obwohl die thermischen Probleme im Vergleich zu zwei Einzeltransistoren schwieriger zu beherrschen sind. Bei einem

Bild/Figure 6: Breitbandige Leitungsübertrager





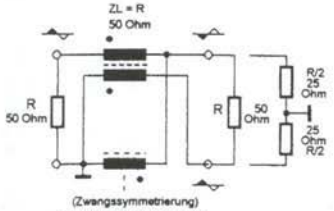
ℓ = Länge der Leitung in cm
μ = Anfangspermeabilität des Kernmaterials
A_L = induktanzfaktor des Kernmaterials in nH
N = Windungszahl
fo, fu = obere bzw. untere Bandfrequenz in MHz
ZL = Leitungsimpedanz in Ohm
n = 0,01 - 0,15 (Mittelwert 0,05 für ohne Abstand gewickelte Drähte)

EINTAKTÜBERTRAGER

Dimensionierung

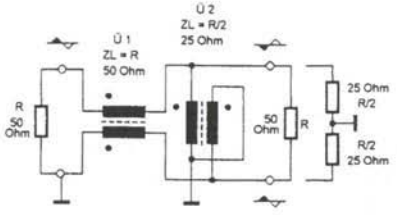
$L \geq 4R/\omega_{min}$
$N = \sqrt{L / A_L}$
$ZL = \sqrt{R_{in} * R_{out}}$
$\ell_{min} = 50\ ZL/(\mu+1)\ fu$
$\ell_{max} = 18000\ n/\ fo$

EINTAKTÜBERTRAGER / GEGENTAKTÜBERTRAGER

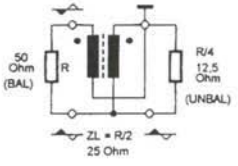


1 : 1

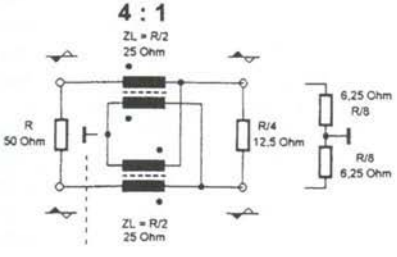
1 : 1



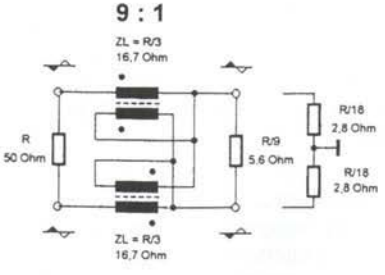
4 : 1



GEGENTAKTÜBERTRAGER



Masseverbindung nur bei erdasymmetrischem Ausgang



DC 8 NR

Magnetischer Fluß in Kernen

Die Wahl des richtigen Kernmaterials und der richtigen Kerngröße ist eines der Hauptprobleme beim Bau von Übertragern. Die Wahl der Größe ist abhängig von der maximal erlaubten Flussdichte B_{sat} des Kernmaterials (Herstellerangaben) geteilt durch die Arbeitsflussdichte B_{op}. Es ist:

$$B_{op} = V_{rms} \cdot \frac{10^8}{4{,}44 \cdot f \cdot N \cdot A_Q} + N \cdot I_{DC} \cdot \frac{A_L}{10 A_Q}$$

Vrms	Spannung, mit der die Wicklung beaufschlagt wird
A_Q	Querschnitt des magn. Weges in cm^2
N	Windungszahl,
f	Betriebsfrequenz
I_{DC}	Gleichstrom durch die Wicklung
A_L	Induktanzfaktor des Kernmaterials

Dabei gibt der zweite Summand denjenigen Teil der Flussdichte an, der durch eine eventuelle Beaufschlagung des Übertragers durch Gleichstrom entsteht. Ersichtlich beeinflußt Vrms die Arbeitsflussdichte am meisten. Je größer die HF-Spannung ist, um so größer wird Bop. Ringkerne sollten also in Hochleistungskreisen mit Z>500Ω nicht mehr verwendet werden.

300W-Transistor wie dem MRF151G von MOTOROLA muß dann etwa eine Verlustleistung von 300W abgeführt werden und das von einer Fläche von etwa $4cm^2$ (η=50%)! Daher werden Leistungstransistoren dieser Klasse nicht direkt auf einen Kühlkörper, sondern zunächst auf ein Material mit sehr niedrigem thermischen Widerstand (heat spreader) montiert, für das meist Kupfer verwendet wird. Dieser Wärmeleiter sorgt für eine rasche Verteilung und Ableitung der Wärme und ist mit dem eigentlichen Kühlkörper verschraubt.

Das Geheimnis wirklich leistungsfähiger Breitband-Endstufen, die speziell im KW-Bereich einen Frequenzbereich von über 5 Oktaven mit weitgehend uniformen Betriebsparametern (Verstärkung, Ausgangsleistung, Intermodulation) ohne Resonanzstellen abdecken müssen, liegt neben der Auswahl geeigneter Halbleiter in der breitbandigen und verlustfreien Anpassung der Verstärkerelemente und ihrer Zusammenschaltung.

Der Schlüssel zum Erfolg ist die Verwendung von Leitungstransformatoren und 3dB-Kopplern, auf die im Folgenden eingegangen werden soll.

Circuit Design

One of the preferred circuits is the push-pull circuit. This provides suppression of even order harmonics, high output with one transistor and elegant broadband matching circuits.

Fig. 1 shows a typical package of push-pull transistors the so called GEMINI package.

The limit of output power for a single device is about 600W on HF, 300W on VHF, 200W on UHF and about 100W on 2GHz.

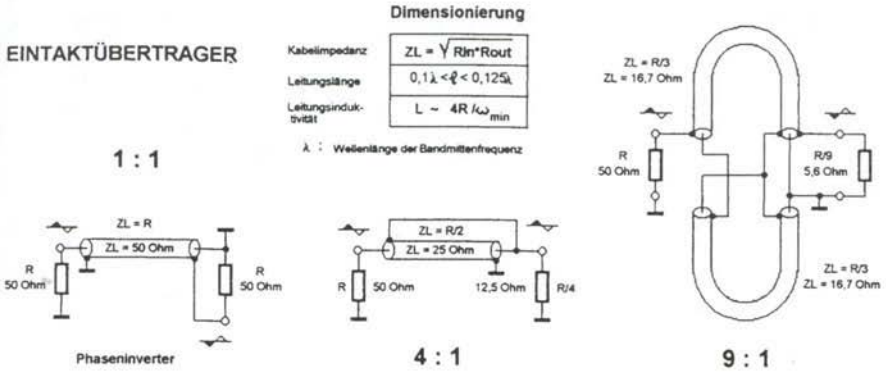
To achieve higher power several transistors have to be operated in parallel.

This cannot be done on the level of the bare device, because

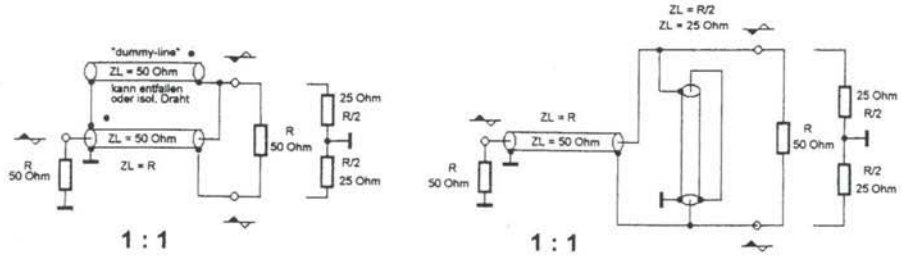
1. Each device has different parameters as gain and impedance. This would lead to unsymmetric share of power and currents, which eventually could destroy a device and subsequent all others which are operated in parallel.
2. Low input and load impedance in the range of 0.5Ω require a high transformation ratio to 50. This would be even higher with parallel devices and cannot be realised for any practical bandwidth
3. With MOSFETs parasitic oscillations are possible because there resonances caused by the inductance of the bond wires and the high input capacitance which has an magnitude of some 500...2000pF

Another possibility would be to transform each module to 100Ω at the input and output

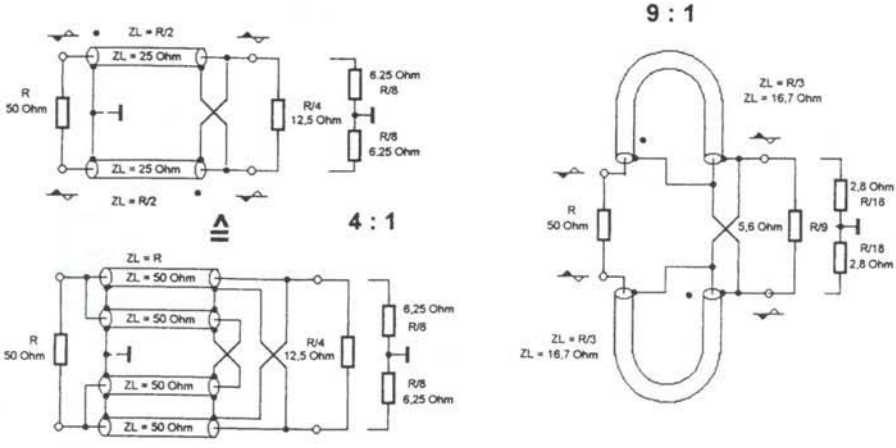
Bild/Figure 7: Koaxiale Leitungsübertrager



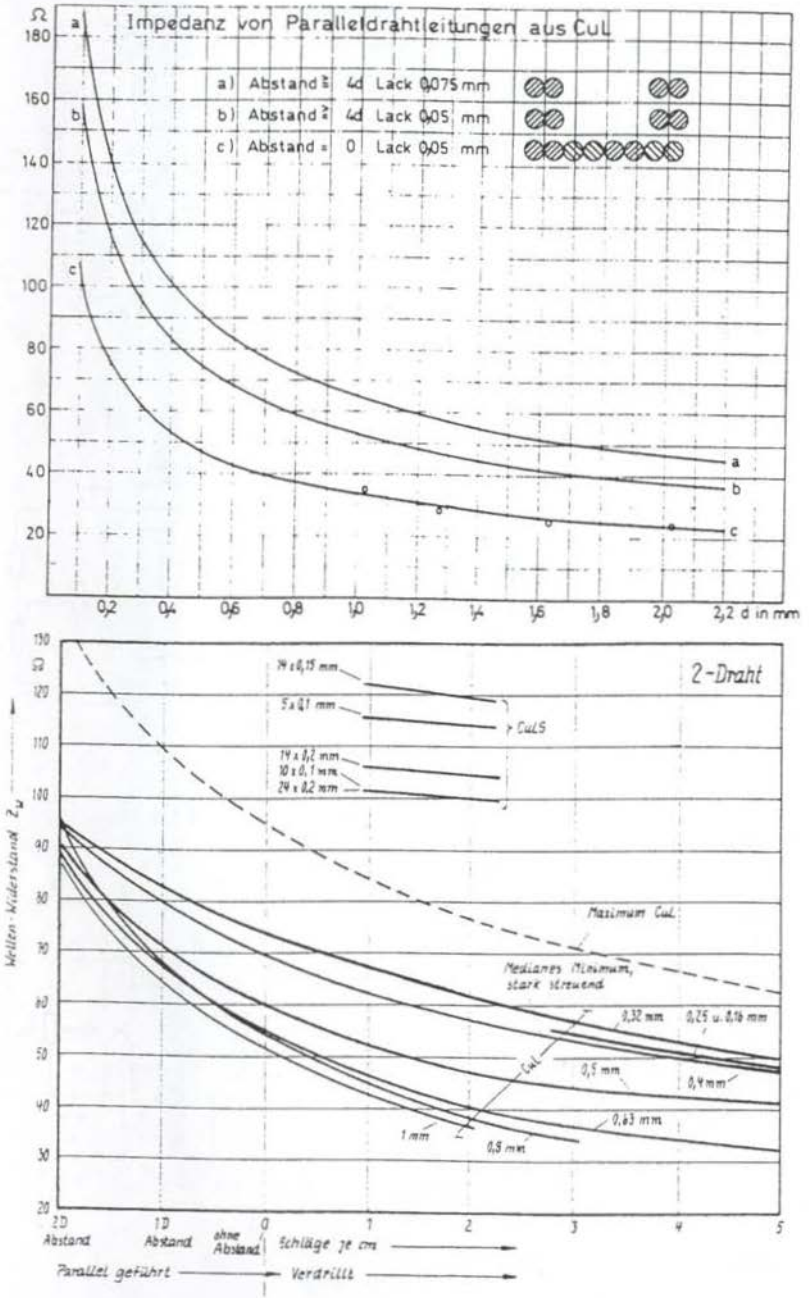
EINTAKT- /GEGENTAKTÜBERTRAGER (UNBAL)



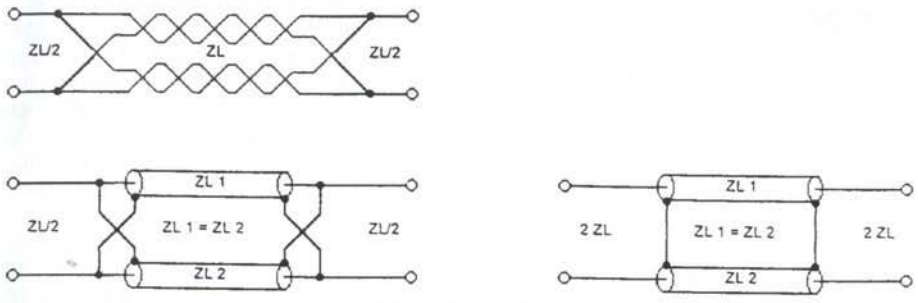
GEGENTAKTÜBERTRAGER



Bild/Figure 8: Impedanz von Zweidrahtleitungen



Bild/Figure 9: Parallel-/Serienschaltung von Leitungen



ZL1 ungleich ZL2 möglich

Parallelschaltung
zweier Leitungen

Serienschaltung
zweier Leitungen

and the to parallel the modules. This is a compromise which has been done but the problem of lack of isolation and equal load sharing remains.

The best solution is the use of power splitters and combiners which provide isolation and equal load sharing. There are various types of splitters and combiners, which can be named as 0°, 90° and 180° combiners.

With push pull transistors we have some more advantages which ease the construction of high power building blocks:

- The input and load impedance are double in comparison to the single device because these impedance are in series
- The current flow is between the emitters not from the emitter to ground. Therefore the problem of grounding the emitter or the target of a low emitter inductivity is relaxed. High emitter inductivity would cause a loss of gain or at high frequencies even instability because of positive feedback.

One problem of push-pull transistors is the large amount of heat to be removed. These transistors are very high power devices. Lot of output power means also lot of dissipation. As for example the MRF151G produces a dissipation of 300W at full output. This has to be removed with a contact area of the transistor of only $4cm^2$. To attack this problem the use of heat spreaders made of copper is mandatory to cool the device efficiently.

Anyway the secret of successful operation of power devices over some octaves of frequency lies in the design of broadband matching and the use of broadband power combiners.

3. Leitungstransformatoren

Aus der Antennenpraxis ist das Problem bekannt, daß eine symmetrische Antenne (z.B. Dipol) an ein unsymmetrisches Speisekabel angepaßt werden muß. Dazu werden HF-Transformatoren verwendet die als BALUN's (balanced/unbalanced) bezeichnet werden. Erfolgt keine Symmetrierung, entstehen auf der Speiseleitung Mantelwellen und die Antenne "schielt".

Gleichzeitig stellt sich häufig die Aufgabe, die hoch- oder niederohmige Antennenimpedanz an die Impedanz des Speisekabels anzupassen. Beide Aufgaben können bekanntermaßen von kurzen Kabelstücken bestimmter Länge und mit bestimmtem Wellenwiderstand übernommen werden, die deswegen auch Leitungstransformatoren genannt wer-

den. Einige solcher bekannten Leitungstransformatoren zeigt Abb. 4.

Ein bisweilen störender Nachteil dieser Resonanztransformatoren ist ihre Schmalbandigkeit, die nur etwa 5-10% der Betriebsfrequenz beträgt. Weitab steigt der Reflexionskoeffizient rasch an und macht den Transformator unbrauchbar.

Beim Bau von Halbleiterendstufen stellen sich die gleichen Probleme:

Es muß ein reflexionsfreier Übergang vom unsymmetrischen Verstärkereingang auf die symmetrisch arbeitende Gegentaktstufe gefunden werden, und außerdem muß die niedrige Transistoreingangsimpedanz von ca. 0,5Ω (Realteil) bei noch vertretbaren Verlusten und brauchbarer Bandbreite auf die üblichen 50Ω transformiert werden. Das entspricht einem Impedanzverhältnis von 1:100! Daher kann die Transformation nur stufenweise erfolgen.

Bekannte Anpassungsschaltungen aus einzelnen Induktivitäten und Kapazitäten sind leider sehr schmalbandig, da es sich ebenfalls um eine Resonanzanpassung handelt. Man kann zwar die Anpassung in mehreren Schritten vornehmen, handelt sich dabei aber auch höhere Transformationsverluste ein, was die Stufenverstärkung senkt. Ein Ausweg ist die Verwendung breitbandiger und verlustarmer Leitungstransformatoren.

3.1 Vergleich zwischem konventionellem Trafo und Leitungstrafo

3.1.1 Konventioneller Trafo

Beim klassischen Trafo (Abb.5), wie er von der Niederfrequenztechnik her bekannt ist, erfolgt die Energieübertragung von der Primärwicklung auf die Sekundärwicklung durch magnetische Induktion. Das Medium des Energietransfers ist der magnetische Fluß im Kern. Die Widerstandstransformation ergibt sich aus dem Quadrat der Windungszahlen der beiden Spulen und erlaubt daher grundsätzlich beliebige Transformationsverhältnisse. Bei HF-Übertragern werden die Wicklungen auf Toroide (Ringkerne), Doppellochkerne oder Stäbe aus Ferritwerkstoffen oder Eisenpulver aufgebracht.

Diese Transformatoren haben jedoch gewisse Nachteile, die sich hinsichtlich ihrer oberen Frequenzgrenze auswirken. Bei höheren Übersetzungsverhältnissen ergeben sich kapazitive Streukopplungen zwischen den Windungen. Bei sehr niedrigen Impedanzen müssen die induktiven Blindkomponenten selbst bei geringen Bandbreiteansprüchen kapazitiv kompensiert werden. Kernverluste und Verluste durch Blindwiderstände addieren sich und können sehr schnell zu erhöhter Einfügungsdämpfung, Bandbreiteeinbußen, Resonanzerscheinungen und zu Intermodulation durch Sättigung des Kernes führen. Ihr Einsatz macht nur im KW-Bereich Sinn, wenn hohe Übersetzungsverhältnisse realisiert werden müssen.

3.1.2 Leitungsübertrager (Transmission Line Transformer)

Erheblich bessere Ergebnisse erzielt man mit Leitungsübertragern, wie sie erstmals 1944 von dem Schweizer G. Guanella (Brown Boveri) vorgestellt wurden. Weitere Entwicklungen und Untersuchungen stammen von C.L. Ruthroff [6], Jerry Sevick (W2FMI) [9] und G. Badger (W6TC) [10]. (Abb. 5)

Dieser Transformatortyp wirkt auf den ersten Blick eher wie ein schlechter Aprilscherz, da zwischen Primär- und Sekundärseite keinerlei galvanische Trennung besteht. Die hochfrequenzmäßige Trennung wird durch den induktiven Blindwiderstand ωL der Leitung L mit dem Wellenwiderstand $Z_0^2 = R_1 R_2$ erreicht. Die Leitung kann aus einer Zweidraht-Leitung oder aus Koaxialkabel hergestellt sein. Ihr induktiver Widerstand sollte jedoch groß sein gegenüber der angeschlossenen Impedanz. Üblicherweise bemißt man ihn bei Breitbandanwendungen etwa 4-6-fach so hoch und erreicht damit im Übertragungsbereich ein Stehwellenverhältnis s≤1,25. Mit einem Faktor von 10 wird s~1,1.

Durch die Bedingung 2ωfL>Z ist bereits die notwendige Mindestlänge des aufgewickelten Transformator-Kabelstückes bezüglich der niedrigsten zu übertragenden Frequenz festgelegt. Die Wicklung eines 1:1 Trafo mit Rin=Rout=50Ω müsste demnach einen induktiven Widerstand XL von ca. 200Ω besit-

zen. Mit $L = \frac{X_L}{2\pi f}$ ergibt sich z.B. bei 3,5MHz eine Induktivität von 9µH, bei 145MHz von 0,22µH. Um die Wicklungslängen und damit die Verluste nicht zu groß werden zu lassen, wird die Leitung daher auf einen Kern aus Ferrit- oder Eisenpulverwerkstoff gewickelt.

Einer der wesentlichen Unterschiede zwischen konventionellen Trafos und Leitungstransformatoren liegt darin, daß die unvermeidliche Wicklungskapazität, die beim klassischen Trafo zu einer vergleichsweise niedrigen oberen Frequenzgrenze führt, beim Leitungsübertrager gerade als Koppelgröße mitbenutzt wird. Im Zusammenwirken mit der Längsinduktivität der Leitung hebt sich (wie bei Koaxialkabel auch!) deren HF-kurzschließende Wirkung auf, sofern das Kabel mit seinem Wellenwiderstand abgeschlossen wird. Dies ist außerordentlich wichtig, weil sich sonst diese Querkapazitäten und Längsinduktivitäten sehr schädlich auswirken und Stehwellenverhältnis und Bandbreite drastisch verschlechtern würden.

Der magnetische Fluß im Kern ist wesentlich geringer als bei einem konventionellen Übertrager. Die Leitung "tut die Arbeit".

Leider erlauben derartige Transformatoren nur Übersetzungverhältnisse im Quadrat ganzer natürlicher Zahlen, also 1:1, 1:4. 1:9 usw., was jedoch in der Praxis wenig stört. Dafür erreichen sie Bandbreiten von bis zu 10 Oktaven. Größere Übersetzungsverhältnisse schränken die Bandbreite etwas ein.

3.2 Aufbau von Leitungstransformatoren

3.2.1 Zweidrahtleitung contra Koaxialkabel

Es wurde bereits erwähnt, daß dieser Transformatortyp aus Zweidrahtleitungen oder aus Koaxialkabel hergestellt werden kann.

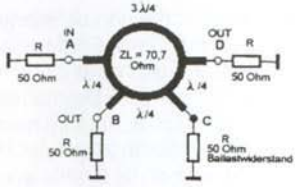
Eine Zweidrahtleitung erhält man, indem man CuL-Drähte bifilar auf Ringkerne (Toroide) oder Doppellochkerne geeigneter Permeabilität und Größe gewickelt. Die Auswahl des Kernmaterials spielt gerade hinsichtlich des Frequenzbereiches und der zu übertragenden Leistung eine wichtige Rolle. (s. Anhang)

Einen Eindruck der Schaltungstechnik dieser Übertrager vermittelt Abb. 6. Ein Aufbau mit Koaxialkabel hat jedoch verschiedene Vorzüge:

- Koaxialkabel besitzt einen definierten Wellenwiderstand. Diese Forderung ist mit Zweidrahtleitungen nicht einfach zu verwirklichen (konstanter Drahtabstand). Betrachtet man Abb. 8, erkennt man, daß Wellenwiderstände 2(nur mit relativ dickem Draht -wobei die Drähte eng aneinanderliegen- oder durch Verdrillen der Drähte erreicht werden. Der Zahl der Verdrillungen pro Längeneinheit sind jedoch enge Grenzen gesetzt, so daß niedrige Wellenwiderstände, wie man sie zum Bau von Übertragern mit hohen Zü-Raten benötigt, nur schwierig zu erreichen sind. Ein Ausweg ist die Verwendung von teflonisolierten Drähten, deren Beschaffung jedoch auf Schwierigkeiten stößt. Koaxialkabel ist als Festmantelkabel bis herab zu Wellenwiderständen von 10(erhältlich. Es ist zwar nicht gerade billig, jedoch kann man sich zur Not auch durch Parallelschaltung von normalem Koaxialkabel behelfen. (s. Abb. 9)
- Koaxialkabel ist spannungsfest. In Leistungsendstufen treten besonders bei hohen Anschlußimpedanzen sehr hohe HF-Spannungen auf. Es kann dann zu Überschlägen zwischen der Wicklung und dem Kern oder zwischen den Windungen selbst kommen. Dem kann man begegnen, indem man den Kern vor dem Aufbringen der Wicklung mit einem hochisolierenden Band mit sehr guten dielektrischen Eigenschaften bewickelt. Für die Wicklung selber ist CuL-Draht schlecht geeignet. Man benutzt deswegen in Leistungsstufen teflonisolierten Draht. Bei Verwendung von Koaxialkabel treten diese Probleme nicht auf. Es ist selbst bei geringem Durchmesser genügend spannungsfest, muß jedoch die auftretenden HF-Ströme verkraften können.
- Koaxialkabel ist sättigungsfrei. Es ist bekannt, daß Sättigungseffekte in magnetischem Spulenmaterial zu Intermodulationserscheinungen führen können. Unter-

Bild/Figure 10: Leistungsteiler

6 λ/4 - Ringhybrid (Magic-Tee)

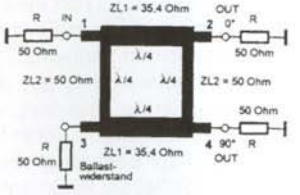


Beschaltung als 0°/-180° - Koppler

R = Z = Systemimpedanz = 50 Ohm

$ZL = R\sqrt{2} = 70{,}7$ Ohm

EING.	AUSGÄNGE				
	A	B	C	D	
A	-	0°	φ	-180°	0°/-180° - Koppler
B	0°	-	0°	φ	0° - Koppler
C	φ	0°	-	0°	0° - Koppler
D	-180°	φ	0°	-	0°/-180° - Koppler



4λ/4 - Ringhybrid (Branch coupler)

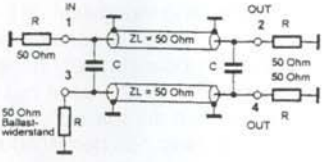
R = Z = Systemimpedanz

$ZL1 = R/\sqrt{2}$ $\quad ZL2 = R$

alle Leitungen: $l_{mech.} = \lambda/4 * v_K$

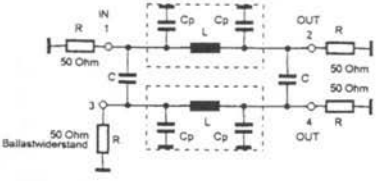
Kapazitiv gekoppelter Hybrid

(Quadraturkoppler / 90° - Hybrid)



Pi - Hybrid

mit konzentrierten Bauelementen



k = Koppeldämpfung in dB $\quad \Theta$ = elektrische Leitungslänge in Grad $\quad \omega_0 = 2\pi f_0$ = Kreisfrequenz

$$ZL = R = Zo \qquad \Theta = \cos^{-1}\left(10^{-k/20}\right) \qquad \ell_{mech.} = \frac{\Theta}{360°} * \lambda * v_K$$

$$C = \frac{1}{\omega_0 X_C} = \frac{1}{\omega_0 Zo \tan\Theta} \qquad Cp = \frac{(1-\cos\Theta)}{\omega_0 Zo \sin\Theta} \qquad L = \frac{Zo \sin\Theta}{\omega_0}$$

fo	145 MHz			433MHz		1296 MHz	
k(-dB)	3 dB	20 dB	30 dB	3 dB	20 dB	3 dB	20 dB
C	22,02	2,21	0,695	7,37	0,74	2,46	0,25
Cp	9,08	19,87	21,28	3,03	6,62	1,02	2,22
L	38,78	54,63	54,88	12,9	18,2	4,34	6,11
ℓ / λ_0	0,139	0,260	0,272	0,139	0,260	0,139	0,260

Praktische Dimensionierung:

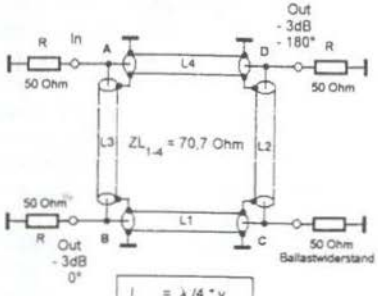
Kondensatorwerte in pF

Induktivitätswerte in nH

(Für 23cm Festmantelkabel verwenden)

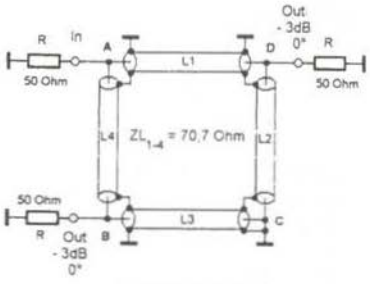
Bild/Figure 11: Hybride

6λ /4 - Ringhybrid (Magic-Tee)
(0°/180° - 3dB - Koppler)
mit Koaxialkabel



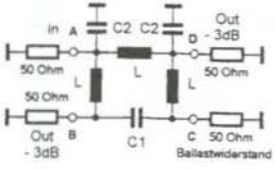
$l_{1-3} = \lambda/4 * v$
$l_4 = 3\lambda/4 * v$
$ZL1\text{-}4 = R\sqrt{2}$

4λ /4 - Ringhybrid
(0° - 3dB - Koppler)



$l_{1-4} = \lambda/4 * v$
$ZL1\text{-}4 = R\sqrt{2}$

6λ /4 - Ringhybrid (Magic-Tee)
mit konzentrierten Bauelementen

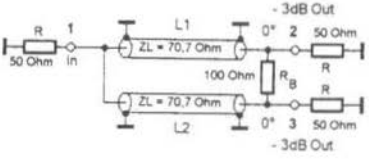


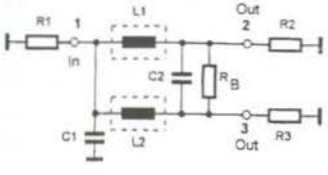
$L = R\sqrt{2}/\omega_o$
$C1 = 1/\sqrt{2}\,R\,\omega_o$
$C2 = 2C1$

f (MHz)	L	C1	C2
145	77,7nH	15,5pF	31pF
433	26nH	5,2pF	10,4pF

Wilkinson - Teiler

$R_B = 2R \quad ZL = R\sqrt{2}$
$l_{1,2} = \lambda/4 * v$





Wilkinson - Teiler mit konzentrierten Bauelementen

Mit $R2 = R3$ und $R_B = 2R2 = 2R3$

$$X_{C1} = \frac{R1}{\sqrt{\frac{2R1}{R2} - 1}} \qquad X_{C2} = 2R1\sqrt{\frac{2R1}{R2} - 1}$$

$$X_{L1} = X_{L2} = R2\sqrt{\frac{2R1}{R1} - 1}$$

Mit R1-3 = Zo = Systemimpedanz

$C1 = 1/\omega_o Zo \qquad C2 = C1/2 \qquad L1 = L2 = Zo/\omega_o$

Praktische Dimensionierung

fo	C1	C2	L
145 MHz	22 pF	11 pF	54,9 nH
433 MHz	7,4pF	3,7pF	18,4 nH

suchungen von W6TC [10] haben jedoch gezeigt, daß kernlose Leitungsübertrager selbst im KW-Bereich verwendet werden können. Es verschlechtert sich lediglich das Stehwellenverhältnis am unteren Übertragungsbereich. Balance und Phasenverhalten bleiben erhalten. (Die o.a. Bedingung $\omega L > 4R$ ist also so ernst nicht zu nehmen). Im VHF/UHF-Bereich mit nur geringen Bandbreiteanforderungen kann man jedenfalls ohne Einbußen ganz auf Kerne verzichten. Die erforderliche Kabellänge wird dann einfach zu einem Kabelwickel oder einer Schleife aufgerollt. Wegen der nur wenige Zehntel-dB betragenden Verluste dieser Übertrager können selbst große Leistungen von verhältnismäßig dünnem Kabel übertragen werden.

Eine Übersicht über nützliche, in Koaxialtechnik hergestellte Leitungsübertrager, gibt Abb. 7.

3.2.2 Leitungslänge

Es wurde bereits erwähnt, daß die Leitungen keinesfalls $\lambda/4$ lang gemacht werden dürfen, da es sonst zu Resonanzerscheinungen im Übertragungsbereich kommt. Die Leitungen sollten so kurz gehalten werden, wie es im Hinblick auf die unterste zu übertragende Frequenz möglich ist.

In der Praxis bemißt man die Leitungslängen bei mit auf Kernen aufgebrachten Zweidrahtleitungen nach Pitzalis und Couse [7] zu:

$$l_{max} = n \cdot \frac{18000}{f_o} \quad [cm]$$

$$\text{und } l_{min} = 50 \cdot \frac{Z_0}{(\mu+1) \cdot f_u} \quad [cm]$$

mit n=0,01-0,15, fo/fu=höchste/niedrigste zu übertragende Frequenz in MHz, Z_0=Leitungswellenwiderstand, μ= Anfangspermeabilität des Kernmaterials.

n ist ein Faktor, der vom Wellenwiderstand der Leitung abhängt. Für verdrillte bzw. ohne Abstand gewickelte Leitungen kann man mit einem Wert von 0,05 rechnen.

Aus beiden Werten kann man dann einen Mittelwert für die erforderliche Drahtlänge bilden. Bei Koaxialkabelübertragern ohne Kern beträgt als Erfahrungswert die Leitungslänge etwa $0{,}1\text{-}0{,}125\lambda \cdot V_k$ (V_k = Verkürzungsfaktor des Koaxialkabels, λ= Wellenlänge der Bandmittenfrequenz).

Bei hintereinandergeschalteten Übertragern (ü (1:1) ist zu beachten, daß sich mit dem Impedanzverhältnis auch die Leitungslänge ändert. Werden zum Beispiel ein 1:1 UNBAL und ein 4:1 BALBAL zur Ansteuerung einer Gegentaktstufe hintereinandergeschaltet, so beträgt die mechanische Leitungslänge des 4:1-Trafos nur noch die Hälfte (also etwa ein /20) der Leitungslänge des 1:1-Trafos. Sinngemäß ist bei anderen Zusammenschaltungen zu verfahren. Eigene Versuche in dieser Richtung sind jedoch angebracht, da sich die Literatur zur praktischen Dimensionierung derartiger Übertrager sehr bedeckt hält und teilweise widersprüchliche Angaben macht.

3.2.3 Leitungswellenwiderstand

Grundsätzlich können Leitungsübertrager bidirektional verwendet werden.

So kann ein 4:1 BALUN mit symmetrischem 50Ω-Eingang und einem unsymmetrischen 12,5Ω-Ausgang durch Vertauschen der Anschlüsse auch von einer unsymmetrischen Eingangsimpedanz von 12,5Ω auf eine symmetrische Ausgangsimpedanz von 50Ω transformieren.

Das darf jedoch nicht zu dem Schluß verleiten, daß z.B. ein 4:1 Transformator mit R1=200Ω und R2=50Ω gleichermaßen eine 4:1-Transformation von R1=50Ω auf R2=12,5Ω bewerkstelligt. Der Wellenwiderstand der Leitung wird aus dem geometrischen Mittel der beiden anzupassenden Widerstände $Z_0 = \sqrt{(R_1 R_2)}$ gebildet, muß also im ersten Falle 100Ω, im zweiten Falle 25Ω betragen.

Die Anpassung des Wellenwiderstands erfolgt aber nur, um das Stehwellenverhältnis auf der Leitung zu optimieren. Damit sind dann gleichzeitig optimale Breitbandigkeit und niedrige Verluste gewährleistet. Am

Übersetzungsverhältnis selbst ändert die Wahl des Wellenwiderstands nichts, d.h. ein 4:1 Transformator hat dieses Transformationsverhältnis unabhängig von Quell- und Lastwiderstand.

Größere Übersetzungsverhältnisse lassen sich durch Hintereinanderschalten von Übertragern erreichen. Ein Übersetzungsverhältnis von 16:1 erhält man beispielsweise durch die Aneinanderreihung von zwei 4:1-Übertragern. Dann werden z.B. 50Ω auf 3,1Ω herabtransformiert. Man muß nur beachten, daß die beiden Übertrager unterschiedliche Wellenwiderstände besitzen müssen, im ersten Fall 25Ω im zweiten 6,25Ω. Höhere Übersetzungsverhältnisse schränken allerdings auch die Bandbreite ein. Beim Zusammenschalten sollte peinlichst darauf geachtet werden, zusätzliche parasitäre Kapazitäten und Induktivitäten zu vermeiden.

Im vorliegenden Fall sieht die Schaltungsauslegung nun so aus, das zunächst ein 1:1-BALUN den Übergang von unsymmetrisch (Verstärkereingang) auf symmetrisch besorgt. Ein zweiter 4:1 Leitungstrafo transformiert dann die 50Ω Eingangsimpedanz auf ein Impedanzniveau von 12,5Ω, bzw. 2x6,25Ω erdsymmetrisch und übernimmt gleichzeitig die Phasenumkehr zur Ansteuerung der Gegentaktstufe. Eine solche sog. "Regional-Transformation" empfiehlt sich immer bei großen Impedanzunterschieden. Die weitere Abwärtstransformation auf die Impedanz der Transistorebene wird dann mit LC-Elementen vorgenommen.

Nachdem uns 300W zu wenig sind, muß ein zweiter, identisch aufgebauter Verstärker her. Wie bereits erwähnt, ist ein "harter" Parallelbetrieb nicht sonderlich ratsam. Die Steuerleistung muß zunächst in zwei gleiche Teile aufgeteilt und gleich- oder gegenphasig den Einzelverstärkern zugeführt werden. Auf der Ausgangsseite werden die Teilleistungen dann wieder phasenrichtig addiert (s.a. Abb. 12).

Dies wird mit 3dB-Kopplern realisiert.

3. Transmission Line Transformers

Transformers are in use as impedance transformers or as baluns to achieve symmetry on an antenna feed circuit for example. Examples of transmission line transformers are shown in Fig. 4

In the case of amplifiers with low impedance devices a transformation ration of typical 1:100 (0.5Ω → 50Ω) is required. This has to be done in several steps. Resonant matching circuits are possible but have poor bandwidth. To achieve the required transformation ratio a mixture of low loaded Q resonant matching circuits and transmission line transformers is the rule.

3.1 Comparison of transformers

3.1.1 Conventional Transformer

The classical transformer (Fig. 5) manages the power transfer via its magnetic flux. The impedance transformation ratio is the square of the ratio of windings. In the case of HF-transformers the core is made from ferrite or iron powder.

There are several drawbacks with this approach:

- Capacitive coupling between the windings limits the upper frequency of operation
- The magnetic flux saturates the core. The magnetisation of the core is highly unlinear. This leads to intermodulation.
- Core losses limit the efficiency and dissipate heat.
- The coupling via the core is not perfect and leads to a leakage inductance. This parasitic inductance forms a low pass with the winding stray capacitance

On the good side any transformation ratio is feasible.

3.1.2 Transmission Line Transformer

A different solution to the transformer issue is to have transmission lines as the windings. These could be twisted pair lines or coaxial lines. The basic difference is that a transmis-

sion line transformer couples through its windings not via the flux. Any extra core has the only purpose to enlarge the inductivity for enhanced low frequency performance.

These details make an important difference between flux coupled and transmission line transformers.

The transmission line transformer has been introduced by G. Guanella from the Brown&Boveri company in 1944 during the development of high HF-transmitters. Important contributions to the topic were delivered by C.L. Ruthroff [6], Jerry Sevick, W2FMI [9] and G. Badger, W6TC [10].

The basic diagram can be seen from Fig. 5. The characteristic impedance of the transmission line is selected as $Z_0^2 = R_1 R_2$. The inductance of the lines shortens the input or output to ground and should 4...6 times the load or input impedance at the lowest frequency. This imposes a restriction on the minimum line length. An elegant solution to the inductance issue is to introduce a core of magnetic material around the line. This allows for a smaller line length. An additional core has the only purpose to enlarge the inductance. The coupling is between the twisted pair or the centre conductor and the sleeve of a coaxial line.

Because of the construction the transformation ratio can only be the square of natural numbers like 1:1, 4:1, 9:1. With some tricks and autotransformers also some rational numbers like 9:4 or 5:4 are possible.

3.2 Construction of transmission line transformers

3.2.1 Selection of line type

The transmission line transformer can be constructed with twisted pair or coaxial lines. The impedance of twisted pair lines can be seen from Fig. 8. Coaxial lines have some advantages:

- Well defined impedance especially in the case of semirigid lines, which can be obtained with impedances from 10...75Ω
- Coaxial lines withstand high voltages and can carry high power
- Coaxial lines have no saturation

Fig. 7 shows a variety of transformers commonly in use.

3.2.2 Selection of line length

The line length should be the absolute minimum necessary for the low frequency band edge. Pitztalis [7] gave some approximations:

$$l_{max} = n \cdot \frac{18000}{f_u} \quad [cm]$$

and $$l_{min} = 50 \cdot \frac{Z_0}{(\mu+1) \cdot f_l} \quad [cm]$$

n:	0,01-0,15
fu:	Upper Band limit
fl:	Lower band limit
Z_0:	Line impedance
μ:	Permeability

The geometric mean of both values should be a senseful compromise. In the case of coaxial lines a value of 0,1-0,125λ · V_k (V_k = Relative

Magnetics Flux in Cores

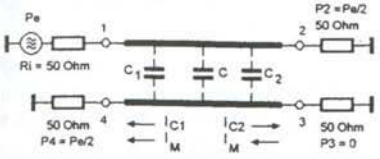
Any core with a winding has a magnetic flux induced by the magnetic field caused by the current through its windings. To have a clear picture one has to calculate the operating flux B_{op} and compare with B_{sat} , the maximum flux specified by the manufacturer. It holds:

$$B_{op} = V_{rms} \cdot \frac{10^8}{4{,}44 \cdot f \cdot N \cdot A_Q} + N \cdot I_{DC} \cdot \frac{A_L}{10 A_Q}$$

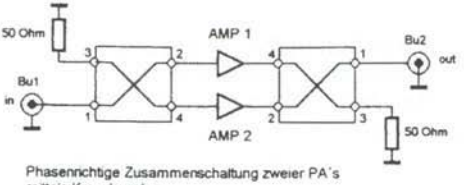
Vrms	Voltage across the winding
A_Q	Cross section area
N	Number of turns
f	Frequency
I_{DC}	DC-Current
A_L	Inductance factor

The second term in the equation above states the effect of a possible DC-current. This magnetisation limits the available flux and should be avoided.

Bild/Figure 12: Richtkoppler mit SAGE Wireline



Richtkopplerprinzip
3dB-Koppler



Phasenrichtige Zusammenschaltung zweier PA's
mittels Kreuzkoppler

Technische Daten:

SAGE Laboratories Inc. "Wireline"
(Bezug: Wacker GmbH, Grüneburgweg 85, Frankfurt/Main)

Kupferfestmantel-ausführung	Spitzenleistung	Übertragbare Spitzenleistung	Außen-durchmesser	Draht-durchmesser
Typ JC 1	200 Watt	2000 Watt	3,7 mm	0,5 mm
Typ HC 1	100 Watt	2000 Watt	2,7 mm	0,3 mm
	Richtschärfe (Directivity)	> 20 dB		

Berechnung der Kopplerlänge bei vorgegebener Koppeldämpfung und Betriebsfrequenz:

ak = Koppeldämpfung in dB

fo = Betriebsfrequenz

$k = 10^{-ak/10}$ — Linearer Koppelfaktor

$$f_{3dB} = \frac{90\ fo}{\arcsin \sqrt{-(k/k-1)}}$$

Viertelwellenfrequenz, bei der sich eine 3 dB - Kopplung ergibt

$$l = \frac{4700\ MHz * cm}{f_{3dB}\ (MHz)}$$

Kopplerlänge in cm

Berechnung der Koppeldämpfung eines beliebigen Kopplers

$$f_{3dB} = \frac{4700\ MHz * cm}{l\ (cm)}$$

Viertelwellenfrequenz des Kopplers

$$k = \frac{\sin^2(90 * fo / f\ 3dB)}{\sin^2(90 * fo / f\ 3dB) + 1}$$

Linearer Koppelfaktor

$ak = -10 \log k$

Koppeldämpfung in dB

Praktische Dimensionierung:

Maße in mm

Frequenz	Koppeldämpfung			
(MHz)	- 3 dB	- 6 dB	- 10 dB	- 20 dB
3,5	zu lang	zu lang	zu lang	860
28	zu lang	660	363	107,5
145	324	127,5	70,1	20,7
435	108	42,5	23,4	zu kurz
1296	36,3	zu kurz	zu kurz	zu kurz
2350	20	zu kurz	zu kurz	zu kurz

Velocity of cable, λ= Wavelength) should be practical. In case of several transformers in cascade the total line length must obey these limits.

3.2.3 Selection of line impedance

The line impedance is selected for a minimum VSWR on the line with given load and source impedance. With a source impedance of R1 and a load impedance of R2 the impedance of the line should be $Z_0 = \sqrt{(R_1 R_2)}$.

If the line impedance is not optimal in the sense of the equation above is does not mean that the transformation ratio is impaired. This is only a function of the topology, i.e. how the windings are configured. But a not optimal impedance leads to VSWR on the line. This leads to sub-optimal broadband performance, higher loss, and in case of high power possibly to voltage breakdown of the line as in the case of antenna feed lines.

4. Leistungsteiler und -addierer

4.1 Allgemeines

Grundsätzliches wurde schon in Kap. 2 erwähnt.

Neben einer Leistungserhöhung um 3 dB erreicht man eine Entkopplung der Verstärkerein- bzw. -ausgänge um ca. 20 dB. Dies führt u.a. zu einer Verbesserung der Stabilität (parametrische Schwingungen usw.) und der Rückwärtsintermodulation.

Bei Verwendung schmalbandiger Kopplertypen ergibt sich überdies noch eine Absenkung von Ober- und Nebenwellen.

Vektorielle Unstimmigkeiten durch Unsymmetrien zwischen den beiden Einzelverstärkern werden bei den meisten der vorgestellten Kopplerarten durch einen entsprechend belastbaren ohmschen Ballastwiderstand absorbiert.

Welcher Kopplertyp und welche Ausführung verwendet wird, hängt im Wesentlichen vom Frequenz- und Leistungsbereich ab, in dem der Koppler verwendet wird. Grundsätzlich können Koppler mit konzentrierten Baulementen, in Koaxial- oder Streifenleitungstechnik ausgeführt werden. Es bestehen allerdings Unterschiede der einzelnen Kopplerarten hinsichtlich ihrer Eignung zur Zusammenschaltung von Verstärkerstufen, auf die später eingegangen wird.

Da Breitbandkoppler für den vorgesehenen Zweck nicht benötigt werden, wird auf ihre Darstellung verzichtet. Sie erfordern überdies einen höheren Aufwand. Außerdem beschränkt sich der Beitrag auf Kopplertypen mit zwei Split-Zweigen und übereinstimmenden Port-Impedanzen. Die gezeigten Kopplertypen weisen in der Praxis durchgängig eine Isolation von etwa 20-30 dB und eine nutzbare Bandbreite von etwa 5-10% der Design-Frequenz bei guter Amplituden- und Phasenbalance auf -sorgfältiger Aufbau vorausgesetzt.

Eine Zusammenstellung bekannter und weniger bekannter Kopplertypen zeigt Abb. 10-12. Interessant war eine Simulation der verschiedenen Kopplertypen mit dem low cost CAD-Programm "PUFF" [16]. Natürlich bringt eine Messung mit realen Komponenten andere Ergebnisse als eine Simulation mit idealen Bauelementen, gewährt andererseits wertvolle Einsichten auf die grundsätzlichen Eigenschaften solcher Strukturen.

4.2 6/4λ - Ringhybrid

Dieser Koppler besteht aus einer Ringleitung mit einer elektrischen Länge von 1,5λ. Er kann in Microstriptechnik, mit Koaxialkabel oder mit konzentrierten Bauelementen ausgeführt werden. In abgewandelter Form mit gleicher Funktion existiert das Magic Tee auch in Hohlleitertechnik.

In Microstriptechnik findet er als Gegentaktmischer bis ins Mikrowellengebiet häufig Verwendung. Hier hat er die Aufgabe, die HF-Leistungen von Antenne und Überlagerungsoszillator gleichmäßig auf die beiden Mischdioden aufzuteilen. Zugleich sollen die beiden Ports voneinander entkoppelt sein, d.h., die Oszillatorspannung darf am Signaleingang nicht mehr erscheinen und umgekehrt.

Speist man ein Signal in A (Phase 0°) ein, so gelangt dieses einmal mit 270° Phasenverschiebung (3λ/4-Leitung) zu Port D, zum an-

deren von A direkt mit 90° Phasenverschiebung zu Port B. Die Verzweigungen B und D erhalten also Spannungen, die gegeneinander um 270 - 90 = 180° verschoben sind. Zwei hier angeschlossene Verstärker werden damit im Gegentakt angesteuert. (0°/180°-Koppler)

Die beiden Ausgänge B und D sind außerdem untereinander entkoppelt. Eine an B auftretende Spannung erreicht Port D auf dem Weg B - C - D mit einer Phasenverschiebung von 180 und auf dem Weg B - A - D um 360° phasenverschoben. Die Differenz ist 180°, die beiden Spannungen heben sich also an D auf.

Auch Abzweig C ist von A entkoppelt und führt keine Spannung unter der Voraussetzung, daß die an B und D angeschlossenen Verstärkerzüge gleich angepaßt sind. Man schließt ihn zweckmäßigerweise mit einem 50Ω-Widerstand ab. Bei Unsymmetrieen wird die hier anstehende Leistung in Wärme umgesetzt. Bei Anwendung des Kopplers als Addierer (Combiner) muß er bei Totalausfall eines Verstärkerzweiges die Hälfte der anstehenden Leistung aufnehmen.

An C kann auch eine einfache Gleichrichterschaltung angeschlossen werden, die entweder zur Fehleranzeige oder zur Abschaltung der Endstufe dienen kann.

Speist man bei C ein Signal ein, erscheint es an den Abzweigen B und D zu gleichen Teilen und mit gleicher Phase (0°-Koppler). Dann führt Abzweig A kein Signal, wenn B und D gleich angepaßt sind. Je nachdem welcher Abzweig als Signaleingang benutzt wird hat man bei diesem Koppler also die Option, zwischen Ausgängen entweder in Phase oder in Gegenphase wählen zu können.

Eine Übersicht über die verschiedenen Anschlußmöglichkeiten zeigt die Tabelle. Dieser Umstand hat wohl auch zur sinnfälligen Namensgebung "Magic-Tee" im angelsächsischen Raum geführt. Da die Ringverzweigung nur für eine Frequenz exakt dimensioniert sein kann, und die Signallaufzeiten durch Toleranzen nicht genau eingehalten werden können, ist die Entkopplung nicht unendlich hoch. In der Praxis sind in einem Bereich von 5-10% der Dimensionierungsfrequenz etwa 20-25 dB Isolation erreichbar. In der Simulation zeigte sich dieser Kopplertyp relativ breitbandig und unempfindlich gegenüber Wellenwiderstandsabweichungen der Leitung (Siehe Abb. 13).

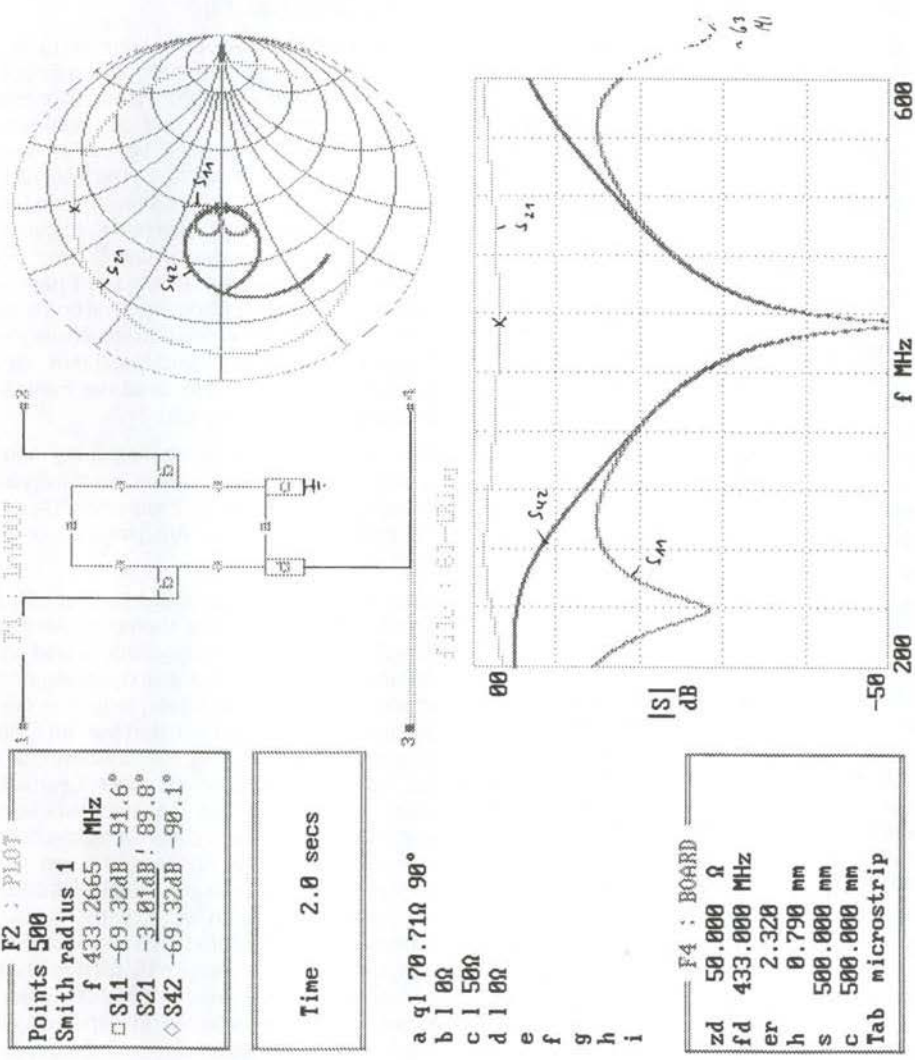
0° bzw. 180°-Hybrid-Koppler besitzen für die Anwendung zur Parallelschaltung von Einzelverstärkern gegenüber 90°-Kopplern einen grundsätzlichen Nachteil, auf den dankenswerterweise DJ9BV hinwies. Verwendet man beispielsweise die Variante 1 (180°-Koppler, Signaleinspeisung bei A), so erscheinen unter der Voraussetzung gleicher Fehlanpassung an den Ausgängen B und D zwar die reflektierten Komponenten mit 180 Phasenverschiebung an C und löschen sich dort aus, am Eingang A addieren sie sich jedoch wegen Phasengleichheit und verschlechtern das Eingangs-VSWR je nach Grad der Fehlanpassung an den Ausgängen.

Dies kann bei Hintereinanderschaltung mehrerer Verstärkerzüge bzw. beim Anschluß von Antennen oder Filtern zu Problemen führen. Die Isolation der beiden Ausgänge bleibt jedoch erhalten.

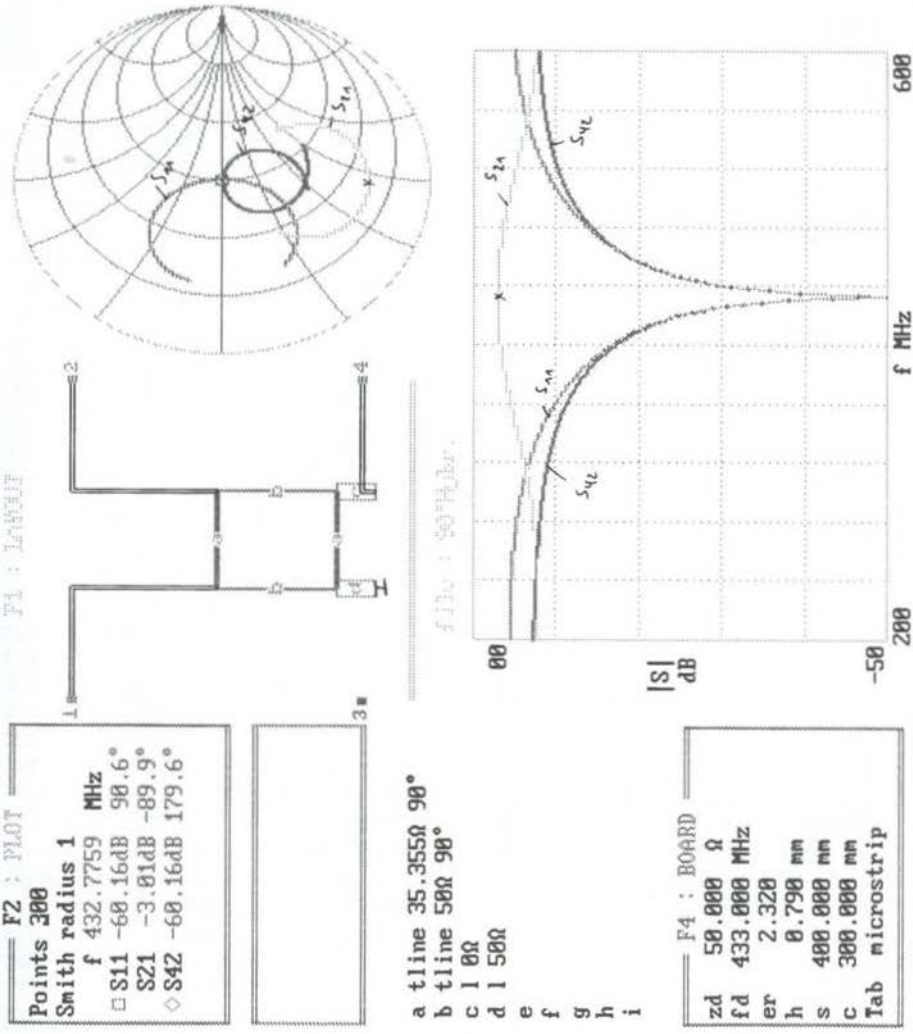
Unter gleichen Verhältnissen zeigen 90°-Koppler ein umgekehrtes Verhalten: An den Ausgängen reflektierte Signalanteile sind am Ballastwiderstand in Phase und werden dort absorbiert, am Signaleingang jedoch in Gegenphase und löschen sich dort aus. Im Falle gleicher Fehlanpassung der Einzelverstärker, selbst bei Kurzschluß oder Leerlauf, bleibt der Eingang des Gesamtverstärkers also stets angepasst. Dafür verschlechtert sich die Isolation in Abhängigkeit von der Größe der Fehlanpassung. Sind allerdings die Reflexionsfaktoren an B und D unterschiedlich, verschlechtert sich auch die Eingangsanpassung. Sinngemäß gilt Gleiches bei Verwendung der Koppler als Leistungsaddierer. Bei dem gegebenen Anwendungsfall erscheinen 90°-Koppler daher einen gewissen Vorteil zu besitzen, je nachdem, welche Prioritäten man setzt.

Ob die Impedanzverhältnisse stimmen, kann man sich leicht klarmachen, wenn man weiß,

Bild/Figure 13: PUFF-Simulation Rat Race Koppler



Bild/Figure 14: PUFF-Simulation: Branchline Koppler



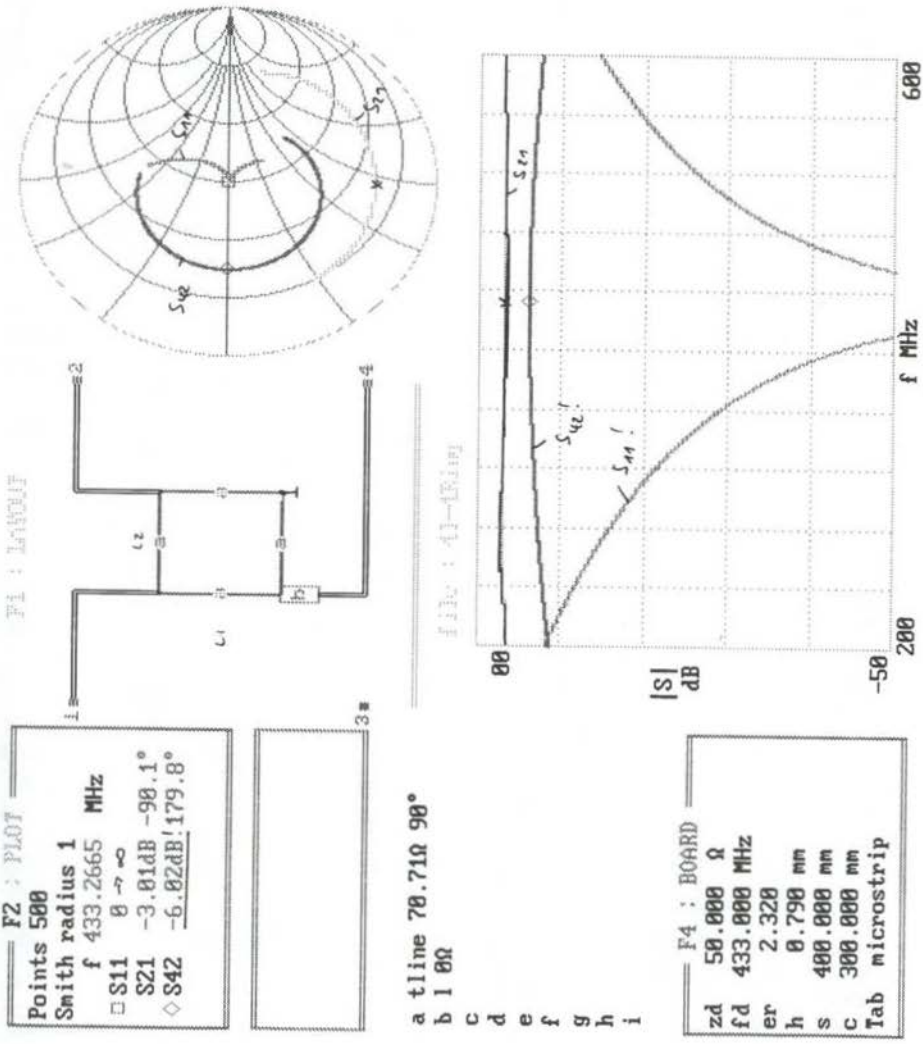
daß ein λ/4-Leitungsstück wie folgt transformiert: $Z_0^2 = Z_{in} \cdot Z_{out}$. Bei Zin = 50Ω und Zout = 100Ω ist Z0 demnach 70,7Ω. Wenn die Abzweige mit 50Ω und die Ringleitung mit 70,7Ω dimensioniert sind, läßt sich folgendes feststellen: Damit Abzweig A angepaßt ist, muß er von beiden Seiten des Rings je 100Ω "sehen". Das 70,7Ω Leitungsstück A - B transformiert die 100Ω also auf 50Ω am Abzweig B, ebenso die Leitung A - D. Die zusätzliche Länge λ/2 dreht lediglich die Phase um 180°, beeinflußt aber nicht die Impedanz. An Abzweig C heben sich die Spannungen auf. Im Falle der Anpassung an B und D darf sich ohne Einfluß auf A, B oder D der Widerstand an C beliebig ändern. Denkt man sich Abzweig B kurzgeschlossen, so transformieren die Leitungen A -B und B - C den Kurzschluß in einen unendlich großen Widerstand, d.h., daß man diese Leitungen als nicht vorhanden annehmen kann. Die 50Ω von Abzweig A erscheinen am Abzweig D als 100Ω, ebenso die von Abzweig C, so daß D wieder mit 50Ω abgeschlossen ist. Denkt man sich Abzweig B offen (R unendlich), dann werden die 50Ω von A am Abzweig D zu 100(, ebenso die 50Ω von Punkt C, so daß D wieder mit 50Ω abgeschlossen ist. In A und C herrschen gleiche Spannungen mit entgegengesetzter Phasenlage. Da die Leitung A - C ebenfalls eine Verschiebung von 180 bewirkt, fließt wegen der gleichen Spannungen kein Strom. Man kann die Leitungen A - B - C für diesen Fall als nicht vorhanden annehmen. Die Leistung von A verteilt sich auch hier gleichmäßig auf C und D. Bei einer ungewollten Widerstandsänderung an B (oder D), wie sie bei einem Defekt eines angeschlossenen Verstärkers vorkommen kann, erfolgt keine Rückwirkung auf A und D (oder B).

4.3 90° Ringhybrid

Dieser in einer ringförmigen Struktur von 4 Viertelwellenleitungen aufgebaute Koppler hat geringere Abmessungen als der oben beschriebene und wird ebenfalls gerne im UHF und SHF-Bereich in Mischerstrukturen oder zur Erzeugung von Zirkularpolarisation mit zwei linearen Antennen verwendet. In Microstriptechnik läßt er sich leicht realisieren. Es sei darauf verwiesen, daß eine kreisförmige Ausführung Vorteile besitzt. Die quadratische Form zeigt besonders bei sehr hohen Frequenzen deutliche Anpassungsprobleme, wahrscheinlich wegen der auftretenden Stoßstellen beim rechtwinkligen Übergang zwischen den Leitungen mit unterschiedlichem Wellenwiderstand. In der Simulation reagierte dieser Kopplertyp überdies ausgesprochen empfindlich bereits auf kleine Wellenwiderstandsänderungen der Leitungen, ein Umstand, der sich auch in der Praxis zeigte und in [15] angesprochen wurde. Die Amplitudenbalance über einen größeren Frequenzbereich ist recht eingeschränkt. (Siehe Abb. 14)

Ein Aufbau mit Koaxialkabel ist kaum möglich, da Kabelimpedanzen von 35Ω - nicht handelsüblich sind. Evtl. ließen sich 75Ω -Kabel parallelschalten. Ein Striplineaufbau mit Luftdielektrikum für Leistungskoppler besitzt jedoch spätestens im 23cm-Band handliche Abmessungen. Ein Signal in 1 eingespeist, erreicht zu gleichen Teilen (-3 dB) Port 2 mit -90 Phasenverschiebung und über den langen Weg 1 - 3 - 4 Port 4 mit -180 Phasenverschiebung, so daß zwischen Tor 2 und 4 eine Phasendifferenz von 90 besteht (Quadraturkoppler). Schließt man Tor 3 mit 50 Ohm ab, so gelangt im Falle einer Fehlanpassungan an Tor 2 die reflektierte Welle auf kurzem Wege mit -90° und auf langem Wege über 1 - 3 um -270° phasenverschoben nach Tor 4. Beide Komponenten sind in Gegenphase und heben sich dort auf. Port 2 und 4 sind also voneinander entkoppelt. Ebenso läßt sich zeigen, daß 3 von 1 entkoppelt ist. Strecke 1 - 3 hat eine Länge von λ/4, die Strecke 1 - 2 -4 - 3 eine Länge von $^3/_4$ λ, eine Differenz von λ/2. Die dort eintreffenden Signale sind gegenphasig und löschen einander aus. Port 3 wird mit 50 Ohm abgeschlossen. Ebenso ist 4 von 3 entkoppelt. (Eine Welle von 1 erreicht 4 jedoch auf beiden Strecken phasengleich!) Geht man von 50Ω Eingangswiderstand und einem resultierenden Widerstand der parallel geschalteten Ausgänge von 25Ω aus, muß das Leiterstück 1-2 die Anpassung besorgen und gemäß $Z_0^2 = R_1 R_2$ einen Wellenwider-

Bild/Figure 15: PUFF-Simulation 4xViertelwellenring



stand von etwa 35Ω besitzen. Gleiches gilt für das Leiterstück 3 - 4.

4.4 0°- 3 dB - Koppler

Ein weiterer, in Microstrip- oder Kabeltechnik leicht herzustellender Koppler ist der 0-3dB-Koppler. Alle Leitungen oder Kabelstücke sind gleich lang und besitzen einen Wellenwiderstand von 70,7Ω .

Der Aufbau gestattet nur eine Leistungsaufteilung zu gleichen Teilen von A nach B und D. Da das in A eingespeiste Signal nach B und D gleiche Wege zurücklegt, herrscht Gleichphasigkeit an den Ausgängen (0-Differenz).

Die Leitungen D-C und B-C liegen einseitig an Masse. Die Isolation zwischen den Ausgängen beträgt theoretisch nur 6 dB. Da nicht alle Abzweige voneinander entkoppelt sind, kommt dieser Kopplertyp für ernsthafte Anwendungen deswegen nicht in Frage (Siehe Abb.. 15).

4. Power Splitter and Combiner

4. 1 General remarks

Power splitter and combiner are useful to combine power modules for higher output. Usually they are symmetrical and provide a split ratio of -3dB as well as isolation between ports. The isolation provides fail-safe operation in case of malfunction of a single module. Most types use a termination on the isolated port. In this termination any power caused by unsymmetry in phase or gain is absorbed.

Coupler can be realized as distributed elements like coaxial lines and striplines as well as discrete elements like capacitors and coils.

The discussion is restricted to narrowband couplers (bandwidth about 10% of design frequency) and to 3-port devices with 2 input/outputs and one sum port, all with equal impedances.

Fis. 10...12 show a variety of different types of couplers. All have been simulated with the public domain software PUFF [16] from CALTECH.

4.2 6/4λ - Rat Race Coupler

The rat race coupler is made from a ring of transmission line with a length of 1.5λ. The transmission line can be a coaxial line or a micro stripline. In a different form as a waveguide assembly this coupler is named 'Magic Tee'.

It's often used as coupler for balanced mixers. It provides 180° drive of the diodes as well as isolation of the RF, LO and IF ports.

Fig. 10 shows the function. A signal at port A arrives with a delay of 270° at port D and with a delay of 90° at port B. Loads at ports B and D are driven with 180° phase difference. B and D are isolated: Any signal at B travels to port D counter-clockwise with 180° and clockwise with 360° phase difference. Therefore it cancels. By the same argument C is isolated from A, if B and D see the same impedance. C is usually loaded with a termination. Any unbalance will absorbed there.

Is the signal source at C, ports B and D have the same phase. In this case A is the isolated port. The table in Fig. 10 shows the alternatives of using this hybrid as a 0° or 180° coupler.

The rat race coupler is a narrowband device, but provides good properties in a bandwidth of 10% of the design frequency. This is shown by Fig. 14.

4.3 90° Branch Line Coupler

This coupler is made from a ring of four quarterwave lines, which have 50Ω and 35Ω impedance (Fig. 10). It provides 90° phase difference at its output ports. It is used to generate circular polarisation in orthogonal antennas and for many signal processing applications like matched phase shifters, attenuators, image rejection mixers and last but not least to combine identical PA-modules for higher power.

It is easily fabricated on strip- or microstripline. The quadratical form has some difficulties in the T-junctions. Therefore I like the ring type more.

The branch line hybrid is quite narrow banded as the simulation results in Fig. 14 tell. But in

triplate construction there are lot of octave bandwidth models available.

Constructions made from coaxial cable are difficult as a 35,4Ω cable is uncommon. Air stripline coupler are feasible on 23cm and up.

A signal at port 1 arrives with 90° delay at port 2 and with 180° delay at port 4. The two ports are in quadrature. Port 3 is the isolated port. With a termination on port 3 any signal on port 2 will cancel at port 4 because of the two waves 180° out of phase which run from 2 to 4 and from 2 over 3 to 4. Port 2 is isolated from port 2 and vice versa. also port 1 and 3 are isolated.

An important issue is the different behaviour of the Rat Race Coupler and the branch line coupler in case of mismatch on the output ports.

In the branchline coupler any reflected power caused by mismatch at port 2 and 4 is reflected to the isolated port 3, because they are in phase at port 3. They are absorbed in the termination. At the input port these components are in antiphase and cancel. The input reflection coefficient is proportional to the difference of the reflection coefficients at the coupled ports. In case of equal mismatch the input is always matched even in case of short or open circuit. By this virtue it's possible to achieve an excellent match even with poorly matched power modules provided that the mismatch is equal. This is an important feature for mixers and low noise amplifiers with GaS-FET's. In the case of power amplifiers one gets a solid 50Ω block fur further combining.

The 180° rat race hybrid behaves opposite: Reflected signals caused by mismatch on ports B and D cancel at the isolated port C, because they are in antiphase, but sum at the input port A, because they are in phase. The input match deteriorates accordingly. The input reflection coefficient is proportional to the sum of the reflection coefficients at the coupled ports.

4.4 0°- 3 dB - Coupler

The 0°-3dB coupler has four quarterwave lines of 70.7Ω as shown in Fig. 11. It can provide power splitting from port A to ports B and D. because of the poor isolation, which is only 6dB, this coupler is not very suitable. Fig. 16 shows the PUFF simulation results.

5. Literatur/References

[1] H. O. Granberg: Power MOSFETs versus Bipolar Transistors, MOTOROLA RF Data Manual

[2] Günter Schwarzbeck: 300W-MOS-FET-Linearendstufe für 144MHz, Testbericht über HLV 300 (BEKO), CQ-DL 1/1993

[3] Helge O. Granberg: RF Power MOSFETs, MOTOROLA AR 165S

[4] O. Verf.: Solid State Power Amplifier 300W FM 88-108MHz, MOTOROLA RF Data Manual

[5] O. Verf.: Three Balun Designs for Push-Pull Amplifiers, MOTOROLA AN 1034

[6 C. L. Ruthroff: Some Broad-Band Transformers, Proc. IRE, Vol. 47, 8/1959

[7] O. Pitzalis/ T. P. Couse: Practical Design Information for Broadband Transmission Line Transformers, Proc. IEEE, 4/1968

[8] H. O. Granberg: Broadband Transformers and Power Combining Techniques for RF MOTOROLA AN 749

[9] Jerry Sevick: Transmission Line Transformers, ARRL 1987

[10] G. Badger: A New Class of Coaxial-Line Transformers, ham radio 2+3/1980

[11] John J. Nagle: High Performance Broadband Balun, ham radio 2/1980

[12] Eric T. Red: Arbeitsbuch für den HF-Techniker, Franzis-Verlag, München 1986

[13] Robert S. Stein: VHF-Techniques (Wilkinson Divider), ham radio 7/1980

[14] E. Franke: Capacitively Coupled Hybrids, ham radio 3/1983

[15] R. Bertelsmeier: Quadrature Hybrids for 1.3GHz, DUBUS 4/1994

[16] S.W. Wedge/R. Compton/D. Rutledge: PUFF 2.0, California Institute of Technology

Combiners, Couplers and Hybrids: A Case Study-Part II

Werner Rahe, DC 8 NR

Conrad-Schulz-Weg 5, 82211 Herrsching, 08152/5103

4. Leistungsteiler und -addierer

4.5 Wilkinson-Teiler

Dieser für niedrigere Frequenzen auch mit konzentrierten Bauelementen aufzubauende 0°/3 dB-Koppler ist ebenfalls mit geringen Anpassungsverlusten leicht mit 75Ω -Kabel herzustellen (ZL=70,7Ω). Die Entkopplung kommt durch die 180° Phasendrehung der beiden λ/4-Leitungen, dem Lastwiderstand am Summentor und dem Brückenwiderstand zustande.

Die Wellenwiderstände der Ausgänge 2 und 3 werden durch die 70,7Ω-λ/4-Leitungen von 50 auf 100Ω transformiert, so dass durch die Parallelschaltung am Eingang wieder 50Ω entstehen. Der Wilkinson-Teiler ist also angepaßt.

Der Ausgleichswiderstand hat einen Sollwert von $2 \cdot Z_0 = 100\Omega$ und verbraucht bei gleicher Lastimpedanz der Ausgänge keine Leistung. Er sollte jedoch keine Reaktanzen enthalten, besonders keine Eigenkapazität. Ohne erhebliche Stoßstellen kann der Widerstand jedoch kaum extern wie bei anderen Kopplertypen angeschlossen werden. Besonders bei höheren zu übertragenden Leistungen kann die Beschaffung eines entsprechend belastbaren, wegen der Kühlung erdfrei zu montierenden Widerstandes Schwierigkeiten bereiten. Solche Widerstände können jedoch geliefert werden (KDI (USA) Bezug: Microscan, Ismaning/München).

Für den Wilkinsonteiler gelten folgende Gleichungen:

[1] $$P_{BR} = \frac{P_1}{4} \cdot (\rho 2 - \rho 3)^2$$

[2] $$\rho 1 = \frac{1}{2} \cdot (\rho 2 + \rho 3)$$

[3] $$ISO_{2-3} = \frac{1}{2 \cdot |\rho 1|}$$

P_{BR}: Leistung im Brückenwiderstand
$\rho 1$: Eingangs Reflexions-Koeffizient
ISO_{2-3}: Isolation zwischen Tor 2 und Tor 3

Aus Gleichung [3] ersieht man, daß die Isolation des Wilkinson-Teilers nie besser als die Rückflußdämpfung (+6dB wegen des Faktors 1/2) am Summentor sein kann. Entscheidend für eine gute Isolation ist also, daß der Teiler von einer gut angepaßten Quelle gesteuert wird oder als Summierer auf eine gut angepaßte Last arbeitet. Das gleiche gilt für den Brückenwiderstand. Fehlt er z.B., ist die Isolation nur 6dB.

Gleichung [2] besagt, daß die Anpassung am Summentor von der Summe der Fehlanpassungen an den Toren 2 und 3 bestimmt wird.

Aus Gleichung [1] kann man einen "worst case"-Fall konstruieren: - ein Ausgang offen mit $\rho 2 = +1$, der andere kurzgeschlossen mit $\rho 3 = -1$. Dann wird die gesamte Eingangsleistung im Widerstand in Wärme umgewandelt!

Der Wilkinson-Teiler ist neben seiner Anwendung als Leistungsteiler/-addierer zum Zusammenschalten von zwei PA's auch gut geeignet als Addierer für zwei Messsender (Zweitonmessung) und leistet in Microstrip-Technik bis ins Mikrowellengebiet vorzügliche Dienste z.B. zur gleichmäßigen Aufteilung der Oszillatorleistung auf die S/E-Mischer.

Er läßt sich auch als Breitbandkoppler konzipieren, indem mehrere λ/4-Abschnitte mit gestuften Wellenwiderständen in Serie geschaltet werden. Außerdem kann man ihn auch als Teiler mit mehr als zwei Ausgängen realisieren. Bei der Version mit konzentrierten Bauelementen ist auf eine Abschirmung der beiden Spulen voneinander zu achten. In der Simulation zeigte der Koppler über mehr als eine Oktave gute Amplitudenbalance und erwies sich als gutmütig gegenüber Wellenwiderstandsänderungen (Siehe Abb. 15).

4.6 Kapazitiv gekoppelter Hybrid

Ein kaum bekannter Kopplertyp ist der kapazitiv gekoppelte Hybrid, der in Kabel- bzw. in Microstriptechnik oder mit konzentrierten Bauelementen in Pi-Version aufgebaut werden kann.

Sein Anwendungsgebiet erstreckt sich je nach Ausführung vom unteren VHF-Bereich bis etwa ins 23cm-Band (Semirigid-Kabel und SMD-Kondensatoren!). Besonders gut läßt er sich in einem Aufbau mit konzentrierten Bauelementen zum Zusammenschalten von PA's im VHF-Bereich verwenden, wo Kabelkoppler unhandliche Abmessungen besitzen. Auf die Entkopplung der beiden Spulen ist zu achten.

Eine an Port 1 eingespeiste Leistung wird entsprechend dem Koppelfaktor auf Tor 2 und 4 aufgeteilt. Tor 3 ist dann von allen anderen Toren entkoppelt. Von einer von 1 nach Tor 2 über L1 laufenden Welle wird an jedem Ende über C1 und C2 ein Teil der Energie auf die zweite Leitung ausgekoppelt. Die beiden Signale erreichen Tor 4 phasengleich und addieren sich. Die Signale an Tor 3 sind ebenfalls gleich groß. Wegen des Wegunterschieds kurzer Weg Tor 1 über C1 nach Tor 3, zu langem Weg über L1, C1 und L2 ergibt sich jedoch eine Phasenverschiebung von 180°, d.h., sie löschen sich aus. (Die Phasenverschiebungen durch C1 und C2 heben sich auf, da sie auf beiden Wegen auftreten) Im Falle einer Fehlanpassung an z.B. Tor 2 läuft die reflektierte Welle in umgekehrte Richtung, die ausgekoppelten Anteile addieren sich an Tor 3 (und werden dort durch R absorbiert) und löschen sich an Tor 4 aus. Die beiden Ausgänge 2 und 4 sind also vollständig voneinander entkoppelt.

Bei Anwendung als Stehwellenanzeiger beträgt die Richtschärfe (directivity) ca. 20-30 dB. Mit Detektoren an Tor 3 und Tor 4 ergibt sich eine Verwendung als Stehwellen- und Leistungsanzeiger. Der Koppler zeigt konzeptbedingt eine typische Tiefpasscharakteristik. Oberhalb der Designfrequenz wird die Symmetrie der Leistungsaufteilung auf die beiden Ausgänge rasch schlechter und der Koppler wird unbrauchbar. Insgesamt ist der Koppler recht schmalbandig (Siehe Abb. 14).

4.7 Richtkoppler

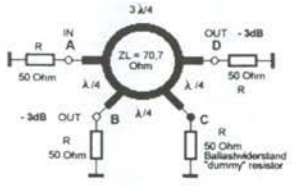
Funkamateuren ist der Richtkoppler i.A. nur als Stehwellenanzeiger oder zur Messung der Ausgangsleistung seiner Station bekannt.

Der grundsätzliche Aufbau eines Richtkopplers besteht aus einer Hauptleitung 1-2, die in die HF-Zuführung eingeschleift wird und einer Nebenleitung 3-4 (Koppelschleife), die mit dem Hauptleiter induktiv (über die Länge der Parallelleitung) und kapazitiv (über den Abstand der Leitungen) verkoppelt ist. Beide Leitungen besitzen einen Wellenwiderstand, der der Systemimpedanz entspricht. Die Nebenleitung wird je nach Messaufgabe (Messung der vor- oder rücklaufenden Leistung) an einem der beiden Enden wellenwiderstandsrichtig abgeschlossen.

Durch die über die Länge verteilte Kapazität entstehen in der Nebenleitung zwei entgegengesetzte Ströme Ic1 und Ic2, während der induktive Leitungsstrom IM auf der ganzen Koppelleitung nur eine Richtung aufweist. Aus Abb. 12 wird ersichtlich, dass sich die Leitungsströme an Tor 3 aufheben können. Das ist der Fall, wenn Ic2=IM wird. An Tor 4 tritt dann eine Addition beider Ströme auf, wodurch an 4 die Spannung U4=R(Ic1+IM) entsteht. Die Größe dieser Spannung ist da-

Bild/Figure 10: Narrowband Combiners

6 λ/4 - Ringhybrid (Magic-Tee / Rat-Race Hybrid)



microstripline

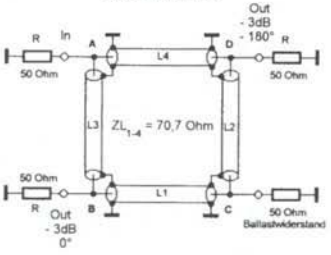
Beschaltung als 0°/180°- Koppler

R = Z = Systemimpedanz = 50 Ohm

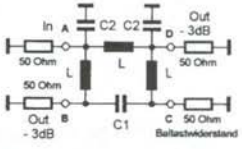
$ZL = R\sqrt{2} = 70{,}7\ \text{Ohm}$

EING.	AUSGÄNGE			
	A	B	C	D
0°/-180° - Koppler	-	0°	φ	-180°
0° - Koppler	0°	-	0°	φ
0° - Koppler	φ	0°	-	0°
0°/-180° - Koppler	-180°	φ	0°	-

mit Koaxialkabel
with coaxial cable



mit konzentrierten Bauelementen
with lumped elements



$l_{1-3} = \lambda/4 * v$

$l_4 = 3\lambda/4 * v$

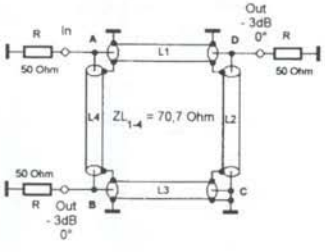
$ZL1\text{-}4 = R\sqrt{2}$

$L = R\sqrt{2}/\omega_o$

$C1 = 1/\sqrt{2}\ R\omega_o$

$C2 = 2C1$

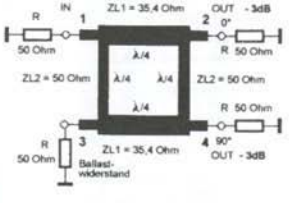
f (MHz)	L	C1	C2
145	77,7nH	15,5pF	31pF
433	26nH	5,2pF	10,4pF



4λ/4 - Ringhybrid (0°/-3dB - Coupler)

$l_{1-4} = \lambda/4 * v_K$

$ZL1\text{-}4 = R\sqrt{2}$



4λ/4 - Ringhybrid (Branch coupler)

Für beliebige Teilerverhältnisse P2/P4:

$ZL1 = R\sqrt{1/1 + (R/ZL2)^2}$ $\qquad P1 = P2 + P4$

$ZL2 = R\sqrt{P2/P4}$

$ZL1 = R/\sqrt{2}$ $\qquad ZL2 = R$

alle Leitungen: $l_{mech.} = \lambda/4 * v_K$

Als 3dB-Koppler mit
R = Z = Systemimpedanz

Koppler 2a.spi / **DC 8 NR**

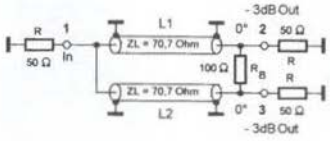
Bild/Figure 11: Narrowband Powersplitters and -combiners

Wilkinson - Teiler (Wilkinson Divider)

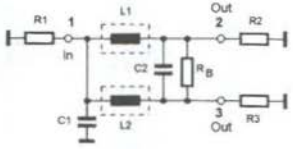
Microstrip oder Koaxialkabel

$R_B = 2R \quad ZL = R\sqrt{2}$

$l_{1,2} = \lambda / 4 * v_K$



mit konzentrierten Bauelementen



Mit $R2 = R3$ und $R_B = 2\,R2 = 2\,R3$

$$X_{C1} = \frac{R1}{\sqrt{\frac{2\,R1}{R2} - 1}} \qquad X_{C2} = 2\,R2\sqrt{\frac{2\,R1}{R2} - 1}$$

$$X_{L1} = X_{L2} = R2\sqrt{\frac{2\,R1}{R2} - 1}$$

Mit R1-3 = Zo = Systemimpedanz

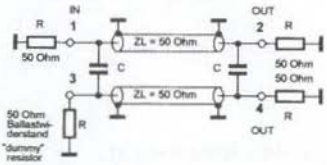
$C1 = 1/\omega_o\,Zo \qquad C2 = C1/2 \qquad L1 = L2 = Zo/\omega_o$

Praktische Dimensionierung

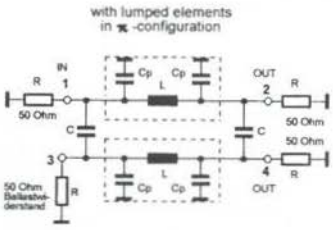
fo	C1	C2	L
145 MHz	22 pF	11 pF	54,9 nH
433 MHz	7,4pF	3,7pF	18,4 nH

Kapazitiv gekoppelter Hybrid (Capacitively Coupled Hybrid)
(Quadraturkoppler/90°-Koppler)

microstrip or coaxial cable



with lumped elements in π-configuration



k = Koppeldämpfung in dB / Coupling in dB Θ = elektrische Leitungslänge in Grad / transmission line length in degree $\omega_o = 2\pi fo$ = Kreisfrequenz

$$Z_L = R = Zo \qquad \Theta = \cos^{-1}(10^{-k/20}) \qquad \ell_{mech} = \frac{\Theta}{360°} * \lambda_o * v_K$$

$$C = \frac{1}{\omega_o X_C} = \frac{1}{\omega_o\,Zo\tan\Theta} \qquad Cp = \frac{(1-\cos\Theta)}{\omega_o\,Zo\sin\Theta} \qquad L = \frac{Zo\sin\Theta}{\omega_o}$$

fo	145 MHz			433MHz		1296 MHz	
k(dB)	3 dB	20 dB	30 dB	3 dB	20 dB	3 dB	20 dB
L	38,78	54,63	54,88	13,0	18,3	4,34	6,11
Cp	9,08	19,87	21,28	3,04	6,62	1,0	2,2
C	22,0	2,2	0,7	7,37	0,74	2,46	0,25
ℓ/λ_o	0,125	0,234	0,245	0,125	0,234	0,125	0,234
Θ	45°	84,26°	88,19°	45°	84,26°	45°	84,26°

Praktische Dimensionierung:
Component values

$Z_o = R = 50\Omega$

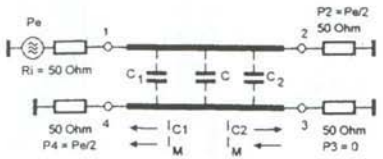
Kondensatorwerte in pF

Induktivitätswerte in nH

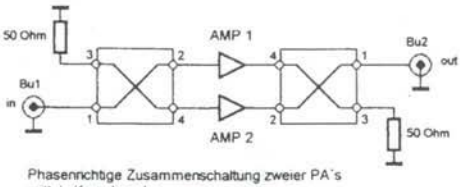
Für 23cm Festmantelkabel verwenden
For 23cm semirigid lines are recommended

Koppler 1a.spl / DC 8 NR

Bild/Figure 12: Richtkoppler mit SAGE Wireline



Richtkopplerprinzip
3dB-Koppler



Phasenrichtige Zusammenschaltung zweier PA's
mittels Kreuzkoppler

Technische Daten:

SAGE Laboratories Inc. "Wireline"
(Bezug: Wacker GmbH, Grüneburgweg 85, Frankfurt/Main)

Kupferfestmantel-ausführung	Spitzenleistung	Übertragbare Spitzenleistung	Außen-durchmesser	Draht-durchmesser
Typ JC 1	200 Watt	2000 Watt	3,7 mm	0,5 mm
Typ HC 1	100 Watt	2000 Watt	2,7 mm	0,3 mm
	Richtschärfe (Directivity)	> 20 dB		

Berechnung der Kopplerlänge bei vorgegebener Koppeldämpfung und Betriebsfrequenz:

ak = Koppeldämpfung in dB — fo = Betriebsfrequenz

$k = 10^{-ak/10}$ — Linearer Koppelfaktor

$$f_{3dB} = \frac{90\ fo}{\text{arc sin } \sqrt{-(k/k-1)}}$$ — Viertelwellenfrequenz, bei der sich eine 3 dB - Kopplung ergibt

$$l = \frac{4700\ \text{MHz} * \text{cm}}{f_{3dB}\ (\text{MHz})}$$ — Kopplerlänge in cm

Berechnung der Koppeldämpfung eines beliebigen Kopplers

$$f_{3dB} = \frac{4700\ \text{MHz} * \text{cm}}{l\ (\text{cm})}$$ — Viertelwellenfrequenz des Kopplers

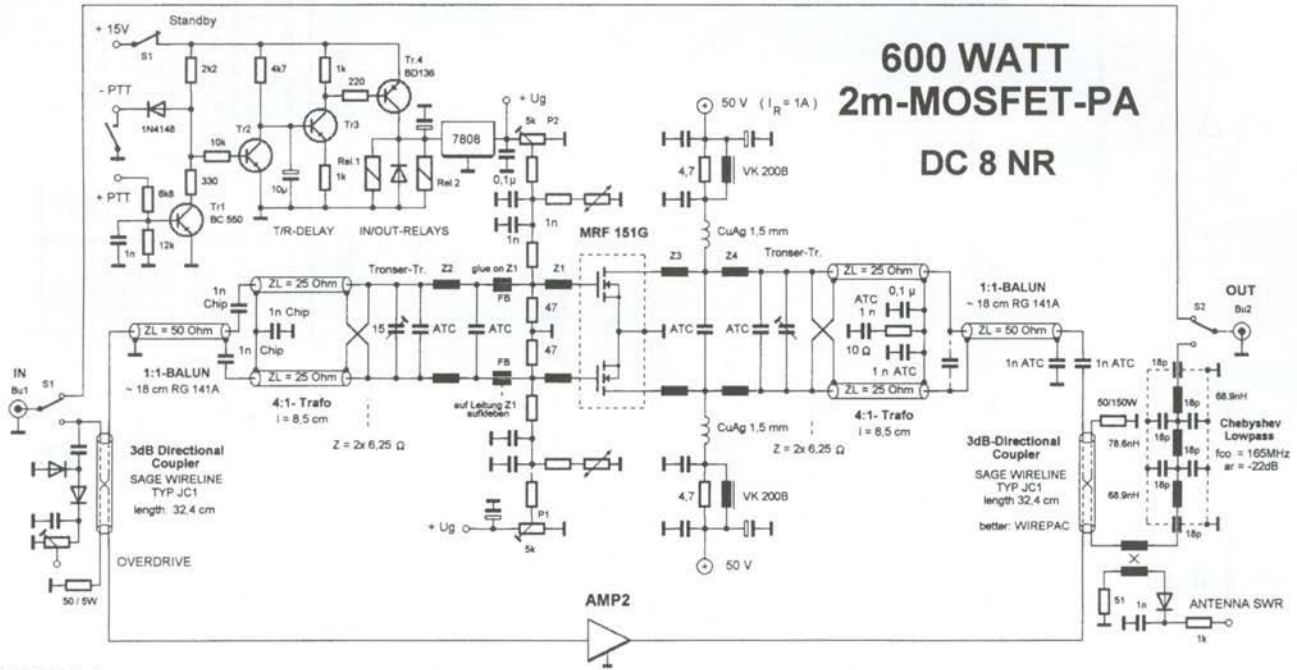
$$k = \frac{\sin^2(90 * fo / f\,3dB)}{\sin^2(90 * fo / f\,3dB) + 1}$$ — Linearer Koppelfaktor

$ak = -10 \log k$ — Koppeldämpfung in dB

Praktische Dimensionierung:

Maße in mm

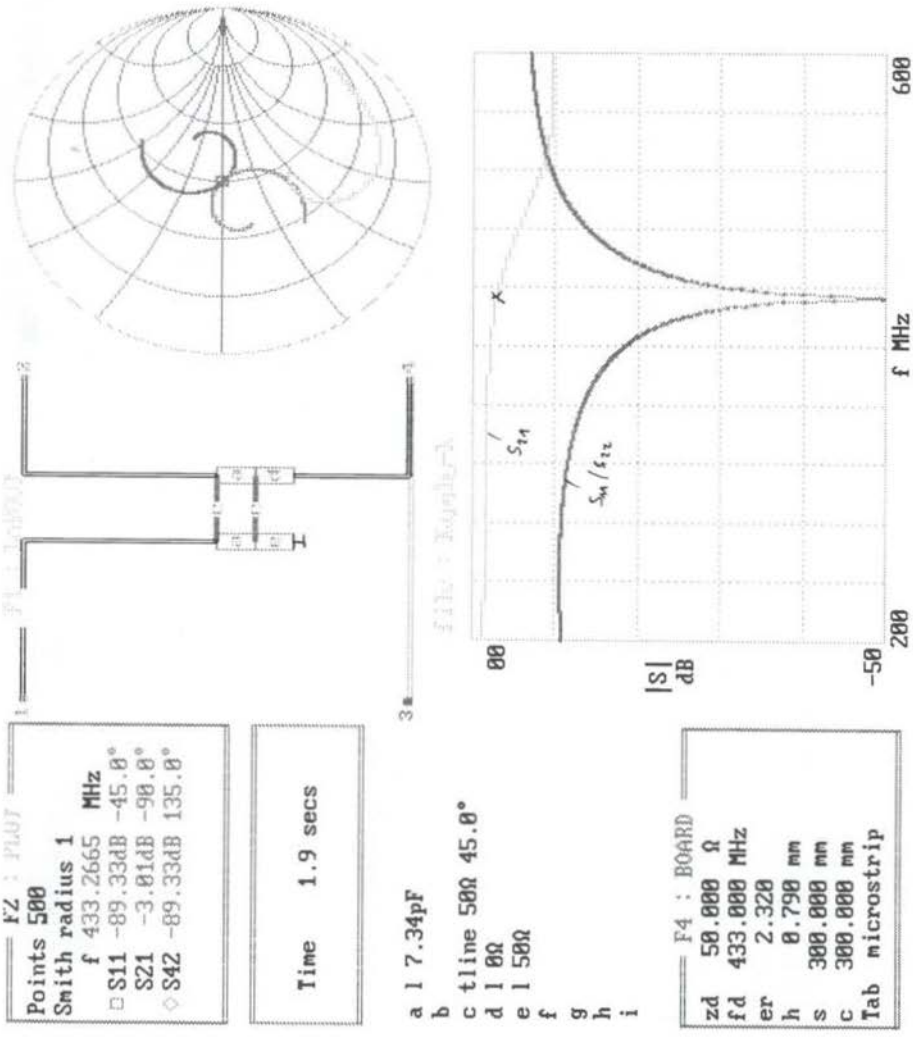
Frequenz	Koppeldämpfung			
(MHz)	- 3 dB	- 6 dB	- 10 dB	- 20 dB
3,5	zu lang	zu lang	zu lang	860
28	zu lang	660	363	107,5
145	324	127,5	70,1	20,7
435	108	42,5	23,4	zu kurz
1296	36,3	zu kurz	zu kurz	zu kurz
2350	20	zu kurz	zu kurz	zu kurz



MOS-PA1.spl

Bild/Figure 13: Leistungsendstufe für 144MHz

Bild/Figure 14: PUFF-Simulation Kapazitiv gek. Hybrid



Bild/Figure 15: PUFF-Simulation Wilkinsonteiler

von abhängig, wie weit RL an Tor 2 von Ri abweicht.

Generell hängt die ausgekoppelte Spannung vom Abstand der Leitungen zueinander und der Länge der Koppelleitung ab. Bei einer Länge von $\lambda/4$ wird ein Maximum erreicht. In der Praxis wird die Spannung an 4 (ohne Widerstandsabschluss) mit einer Diode gleichgerichtet und nur Tor 3 mit 50Ω abgeschlossen. Wird an Tor 4 gleichgerichtet, so wird die zum Verbraucher RL vorlaufende Welle gemessen. Ist der Widerstand an 4 angeschlossen, so wird an Tor 3 die reflektierte (rücklaufende) Welle gemessen. Normalerweise wird man die Koppeldämpfung $a_k = -10\log(\frac{P_4}{P_1})$ so gering wie möglich wählen, da sie u.a. einen Anstieg der Einfügungsdämpfung des Kopplers bewirkt: P2=P1-P4 mit (P1<>P2) und entsprechend $a_i = -10\log(1 - \frac{P_2}{P_1})$

Das genaue Maß hängt von der minimal noch detektierbaren Spannung an der Nebenleitung ab. Bei gegebenem Abstand der beiden Leitungen und fester Länge l der Nebenleitung sinkt die Koppeldämpfung mit steigender Frequenz, die ausgekoppelten Spannungen sind also frequenzabhängig ($U \approx k\sin(2\pi\frac{l}{\lambda})$ mit k als durch den Aufbau festgelegte Kopplerkonstante).

Macht man die Koppeldämpfung gerade 3dB groß, wird die eingespeiste Leistung an Tor 2 und Tor 4 auf zwei gleich große Teilleistungen (Pe - 3dB) aufgeteilt, und der Richtkoppler lässt sich als Leistungsteiler/-addierer mit galvanischer Trennung der Split-Zweige verwenden. Zwischen beiden Ausgängen besteht eine Phasendifferenz von 90.

Mechanisch ergibt sich allerdings ein Problem, da sich die beiden Verbraucherausgänge diagonal gegenüber liegen, was aus Gründen der weiteren Leitungsführung zu den Verbrauchern ungünstig ist. Dies kann man durch ein Verdrillen der beiden Leitungen vermeiden, was aber z.B. bei einem möglichen Aufbau in Striplinetechnik mit Luftdieelektrikum wiederum zu Schwierigkeiten führt (konstanter Leiterabstand).

Dieser Nachteil wird bei Verwendung des Dreileiter-Systems SAGE-Wireline vermieden. Bei diesem Kabeltyp befinden sich innerhalb der äußeren Abschirmung aus Kupferlitzengeflecht oder einem starren Kupfermantel zwei voneinander isolierte Drähte. Der Aufbau entspricht also vollständig dem eines konventionellen Richtkopplers. Die Entscheidung zugunsten dieses Systems fiel daher wegen des geringen mechanischen Aufwands und der guten Integrierbarkeit in einen Leiterplattenaufbau leicht. Die notwendigen Formeln zur Berechnung derartiger Koppler finden sich in Abb. 12.

Es sei noch erwähnt, dass vom selben Hersteller der Typ "Wirepac" angeboten wird, der eine Richtschärfe von 30dB besitzt und die Übertragung von noch größeren Leistungen zuläßt, jedoch auch wesentlich teurer ist. Außerdem gibt es kommerzielle Koppler, z.B. von ANAREN, die mit den anstehenden Leistungen beaufschlagt werden dürfen. Über deren Preise kann man aber nur spekulieren.

4.8 Gysel Koppler

Einen anderen Weg, N-fach 0°-Koppler mit geerdeten Abschkußwiderständen aufzubauen, zeigt ein Artikel von V.H. Gysel [17].

Abb. 16 zeigt das Prinzipschaltbild. Man kann ihn als entarteten Wilkinson Hybrid auffassen, in dem der erdfreie Brückenwiderstand durch zusätzliche Viertelwellenleitungen eingebettet und damit unsymmetrisch angeordnet werden kann.

Vorteil ist neben der Verwendung von normalen unsymmetrischen 50Ω-Terminationen, die für sehr hohe Leistungen erhältlich sind, auch die Tatsache, daß er mit konventiollen 50Ω-Leitungen aufgebaut werden kann. Ein solcher Gysel-Koppler, aufgebaut mit 0,141 Zoll Semirigid, kann ohne weiteres Leistungen von mehr als 800W übertragen.

Abb. 17 und 18 zeigen das theoretische mögliche VSWR und die Isolation in Abhängigkeit von der normierten Mittenfrequenz für N=2, 4 und 8.

Z2, Z3, Z4 in Abb. 16 sind im einfachsten Fall 50Ω-Leitungen. Dann ist die Impedanz am Summentor $Z_S = Z_0/N$. Das heißt für N=2 ist $Z_S = 25\Omega$, für N=4 ist $Z_S = 12{,}5\Omega$ usw. Die Viertelwellenleitung Z1 dient dann zur Transformation auf 50Ω. Ihre Impedanz ist dann $Z1 = \sqrt{Z_0^2/N}$. Für den Fall N=2 heißt das Z1=35,3Ω, für N=4 ist Z1=25Ω, usw.

Es gibt auch Möglichkeiten, durch geschickte Wahl von Z2, Z3 und Z4, diese Transformation zu vermeiden. Dann ist Z1=50Ω.

Die Abb. 19 und 20 zeigen die Simulationsergebnisse eines 4-fach Gysel Kopplers für 432MHz, der mit 0,25" Semirigid aufgebaut ist.

4.5 Wilkinson Coupler

This coupler splits the sum signal via two quarterwave 70.7Ω coaxial or microstriplines. The ports 2 and 3 are in equal phase. The 50Ω loads at port 2 and 3 transform via the quarterwave lines of 70.7Ω to an impedance of 100Ω, which gives in parallel a sum port impedance of 50Ω.

The bridge resistor has a value of $2 \cdot Z_0 = 100\Omega$. In case of perfect symmetry it dissipates no power, because there is no voltage across it.

Any signal travelling from port 2 to port 3 via the two quarterwave lines has a phase difference of 180° because the total line length is a half wavelength. On the other hand signal travelling directly through the bridge resistor has no phase difference. At port 3 there is a inphase signal from the resistor and an antiphase signal from the line via the sum port. Therefore both signals cancel. In fact part of the power is dissipated in the sum port resistor and the other part has to dissipated by the bridge resistor.

This means, isolation is provided between port 2 and port 3. This holds only if the sum port looks into 50Ω and the bridge resistor is equal $2 \cdot Z_0 = 100\Omega$. In case of finite return loss at the sum port the isolation is degraded. If the sum port is open (RL=0dB), isolation is only 6dB. The same holds true if the bridge resistor is omitted. In case of proper dimension of the coupler and perfect load at the sum port the isolation will be infinite. In practice this can go up to 40dB.

The isolation of the Wilkinson hybrid is heavily dependent on the goodness of match at the sum port. This means, used as a splitter it must be driven from a source with good match or if used as a combiner it must work into a load with good match.

Another issue is the bridge resistor. It must not have any complex impedance, which is caused by inductive or capacitive parasitics. This is not easy to achieve for power resistors. They must have attached a heat exchanger usually beryllium oxide. This introduces parasitic capacitance, which may impair microwave performance.

An important issue is the different behaviour of the Wilkinson coupler and the branch line coupler in case of mismatch on the output ports.

For the branchline coupler holds that in case of equal mismatch the input is always matched even in case of short or open circuit. All the power is routed to the isolated port.

The Wilkinson hybrid behaves opposite: Reflected signals caused by mismatch on ports 2 and 3 cancel partially and are dissipated in the bridge resistor. The input reflection coefficient is proportional to the sum of the reflection coefficients at the coupled ports. It holds:

[1] $P_{BR} = \frac{P_1}{4} \cdot (\rho_2 - \rho_3)^2$

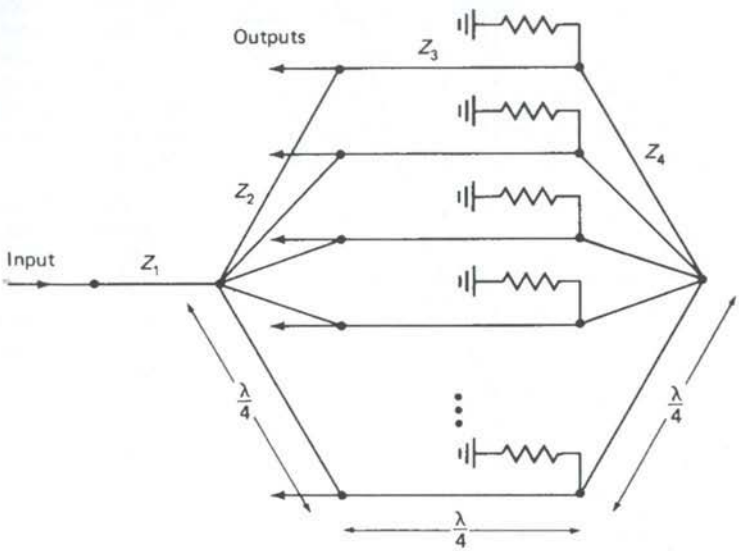
[2] $\rho_1 = \frac{1}{2} \cdot (\rho_2 + \rho_3)$

[3] $ISO_{2-3} = \frac{1}{2 \cdot |\rho_1|}$

P_{BR}: Power dissipated in bridge resistance
ρ_1: Input reflection coefficient
ISO_{2-3}: Isolation between port 2 and 3

In a worst case scenario with ρ_2=+1 (Open) and ρ_2=-1 (Short) all the input power is dissipated in R1!! and the input reflection coefficient is 0, .i.e. all power is absorbed and no power reflected.

Bild/Figure 16: Gysel Combiner Diagram



The Wilkinson hybrid has many applications and is standard building block in microwave systems. It can be used to couple PA's, combiner for HF-generators or as divider for splitting LO-signals at mixers.

For broadband combiners several coupler offset at distinct frequencies in the band of interest are staggered.

The simulation (Fig. 15) shows a bandwidth of one octave.

4.6 Capacitative coupled Hybrid

A special form of 90° Hybrid can be constructed with lumped elements or with capacitative coupled 50Ω lines (Fig. 11). It can be dimensions for any coupling factor desired.

Especially for applications in the VHF range it provides advantages in size in comparison to the branch line coupler.

Power inserted at port 1 splits according to the coupling factor to ports 2 and 4. Ports 3 is isolated.

C1 and C2 couple signals from the main line to the second line. They add at port 4 and subtract at port 3.

Signals reflected at port 2 because of mismatch add at port 3 and subtract at port 4. Ports 2 and 4 are isolated as well as port 1 and 3.

If used as a directional coupler the typical directivity is about 20...30dB. In this case detectors at ports 3 and 4 can provide a DC-value for the RF-power in terms of forward and reflected power.

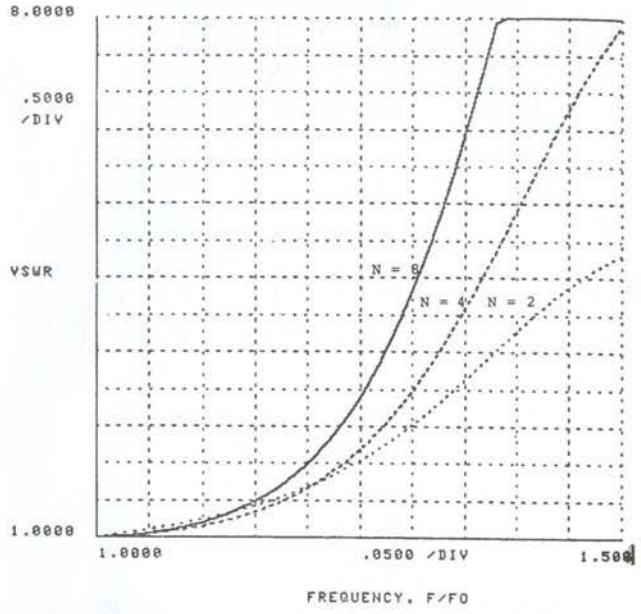
Fig. 14 shows the PUFF simulation. Interesting is the typical lowpass behaviour of this type of coupler.

4.7 Directional Coupler

The principal structure of a directional coupler can be seen from Fig. 12. A main line 1-2 is coupled to the coupled line by means of inductive and capacitive coupling. Both lines have the characteristic impedance Z_0.

Because of the distributed capacitance two currents IC1 and IC2 in opposite directions

Bild/Figure 17: Gysel Combiner VSWR



are flowing into ports 3 and 4. The inductive coupling induces a current IM. If the absolute values are equal, IC1 and IM add in port 4 and cancel in port 3.

The coupled power depends on the distance and length of the two lines. With a length of $\lambda/4$ the coupling factor has a first maximum.

If we use this structure as a directional power meter, you van measure forward power at port 4 and reflected power at port 3. This can be done by connecting a diode detector at the port of interest and terminating the other port in Z_0.

The coupling ratio $a_k = -10\log(\frac{P_4}{P_1})$ determines the attenuation of the main line, because:
With P2=P1-P4

$a_i = -10\log(1 - \frac{P_2}{P_1})$ [Insertion Loss]

With given geometrical dimension the coupling ratio increases with frequency.

A special case if we dimension the coupler with coupling ration of -3dB. The we have symmetrical power splitter/combiner. The phase difference between ports 2 and 4 is 90°. Also a the ports are DC-isolated.

From a mechanical point of view the outputs are diagonal in a layout. This is uncomfortable.

A solution is the use of SAGE-Wireline. This is a twisted pair enclosed by a shielding tube. The necessary equation for the dimension of Wireline Couplers can be found in Fig. 12. A high power version is the WIREPAC, which has better directivity and higher power.

4.8 Gysel Coupler

A different way to construct N-Way 0°-couplers is shown in an article by V.H. Gysel [17].

By adding extra quarterwave lines to a N-Way Wilkinson combiner (see Fig. 16), the bridge resistor could brought out to ground. This is a tremendous advantage, because those terminations are available in good quality up to 6GHz with power levels in excess of 300W. The only restriction of power capability is the power capability of the lines, which could be in the kW-range, if constructed by 250mil semirigid.

Figs. 17 and 18 show the available VSWR and the isolation between adjacent ports versus normalised frequency and for N=2, 4 and 8.

The lines Z2, Z3 and Z4 can constructed in micostrip, but semirigid would be the choice for high power applications.

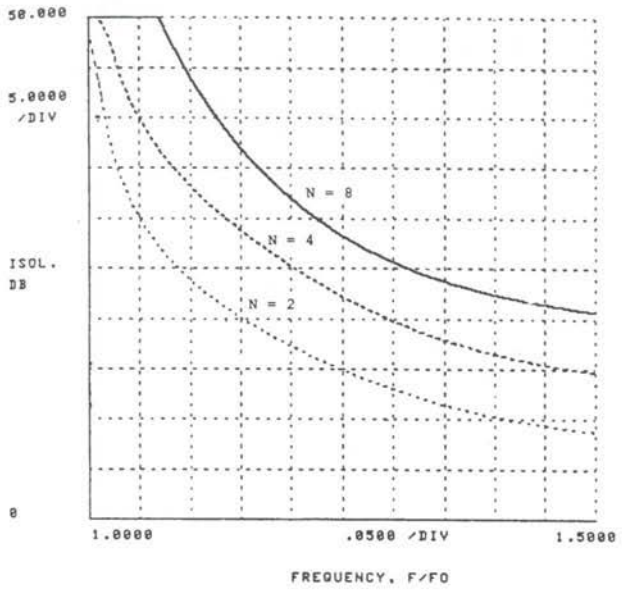
In the normal case they are 50Ω lines. At the sum port the resulting impedance is

$Z_S = Z_0/N$. This means for N=2 --> $Z_S = 25\Omega$, for N=4 --> $Z_S = 12{,}5\Omega$ etc. The quarterwaveline Z1 serves as a transformer to 50Ω. Its impedance is $Z1 = \sqrt{Z_0/N}$. This means for N=2 --> Z1=35,3Ω, for N=4 --> Z1=25Ω, etc.

By intelligent choice for the impedances of Z2, Z3 and Z4 this transformation can be avoided. In this case it holds: $Z_S = Z_1 = 50\Omega$.

Fig. 19 and 20 show the simulation results for isolation, coupling and return loss of a 4-way Gysel combiner made from 0.250" semirigid.

Bild/Figure 18: Gysel Combiner Isolation



5. Anwendung: 144MHZ MOSFET PA

Damit sind alle wesentlichen Details des Konzepts angesprochen. Nur die Berechnung der LC-Transformationselemente von den Leitungsübertragern auf die Ein- und Ausgangsimpedanzen der Transistoren muss noch vorgenommen werden.

Möglicherweise kann man sich die 4:1 Leitungsübertrager auch sparen, da extreme Breitbandigkeit bei VHF/UHF-Endstufen für die schmalen Amateurfunkbänder nicht unbedingt erforderlich ist.

Das vorläufige Schaltbild der 600W-PA ist in Abb. 13 dargestellt. Die Verstärkung dürfte etwa 16-17dB betragen, d.h. 600W Ausgangsleistung (P1dB) werden bei einer Ansteuerleistung von etwa 12-15W erreicht. Die Endstufe läßt sich daher von jedem handelsüblichen Transceiver voll aussteuern. Eine 2/3-Aussteuerung dürfte jedoch sinnvoll sein.

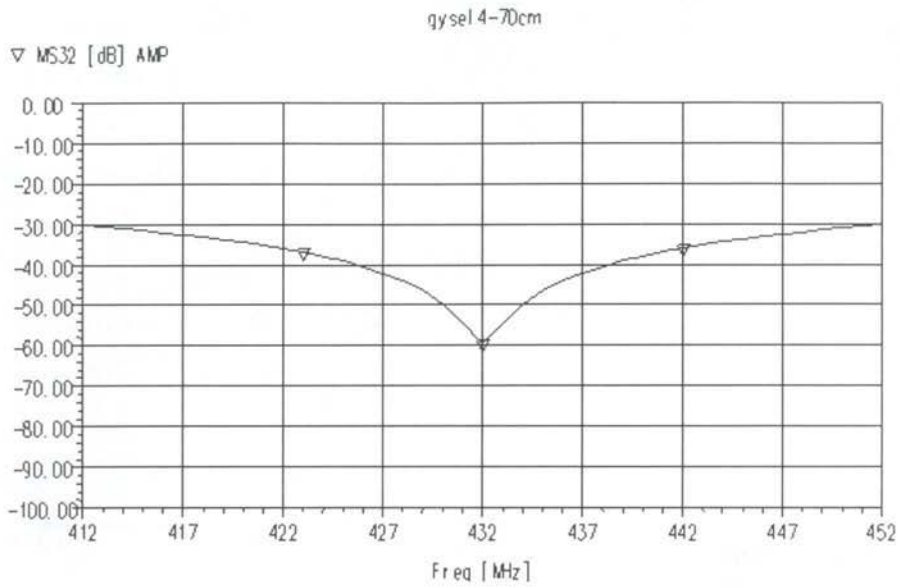
Es sei nicht verschwiegen, dass auch die Peripherie einer derartigen Endstufe (Schutz- und S/E-Zeitfolgeschaltungen, Netzteil) ein erhebliches Maß an Entwicklungsarbeit erfordert. Es bleibt jedoch zu hoffen, genügend Anregungen und praktische Hinweise gegeben zu haben, die den einen oder anderen dazu ermutigen, sich selber an den Bau einer KW- oder VHF/UHF-Endstufe moderner Konzeption zu wagen - bei den Preisen derartiger Endstufen sicher ein lohnenswertes Projekt.

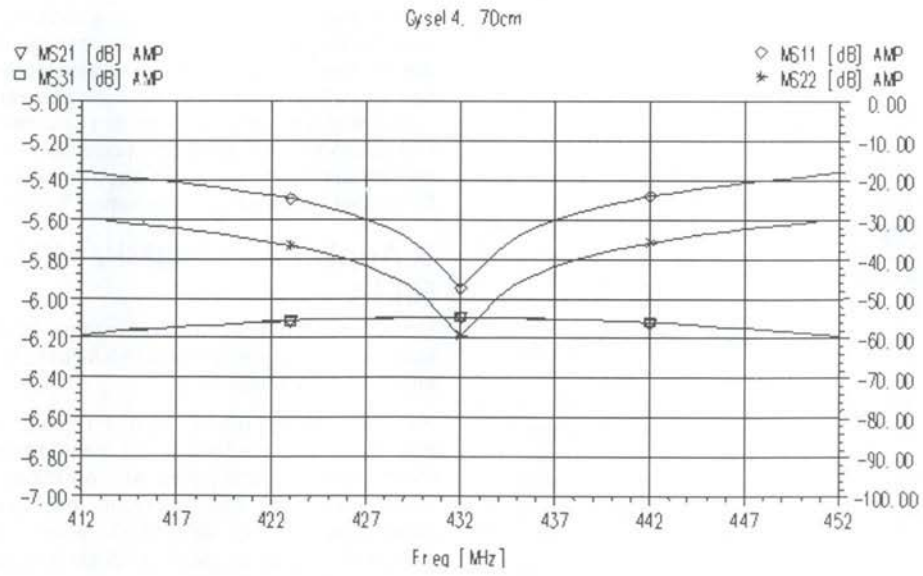
5. Application: 144MHz MOSFET PA

Fig. 13 shows the circuit diagram of my case study, a 2m-power amplifier with a MRG151G MOSFET from Motorola.

An input balun made from PTFE-cable RG141A is followed by a 4:1 transformer made from semirigid cable with an impedance of 25Ω. By this technique the input impedance of the MRF151G which is 1.2+j*1.2 Ω (Gate to gate) at 150MHz must be matched to 12.5Ω of the transformer.

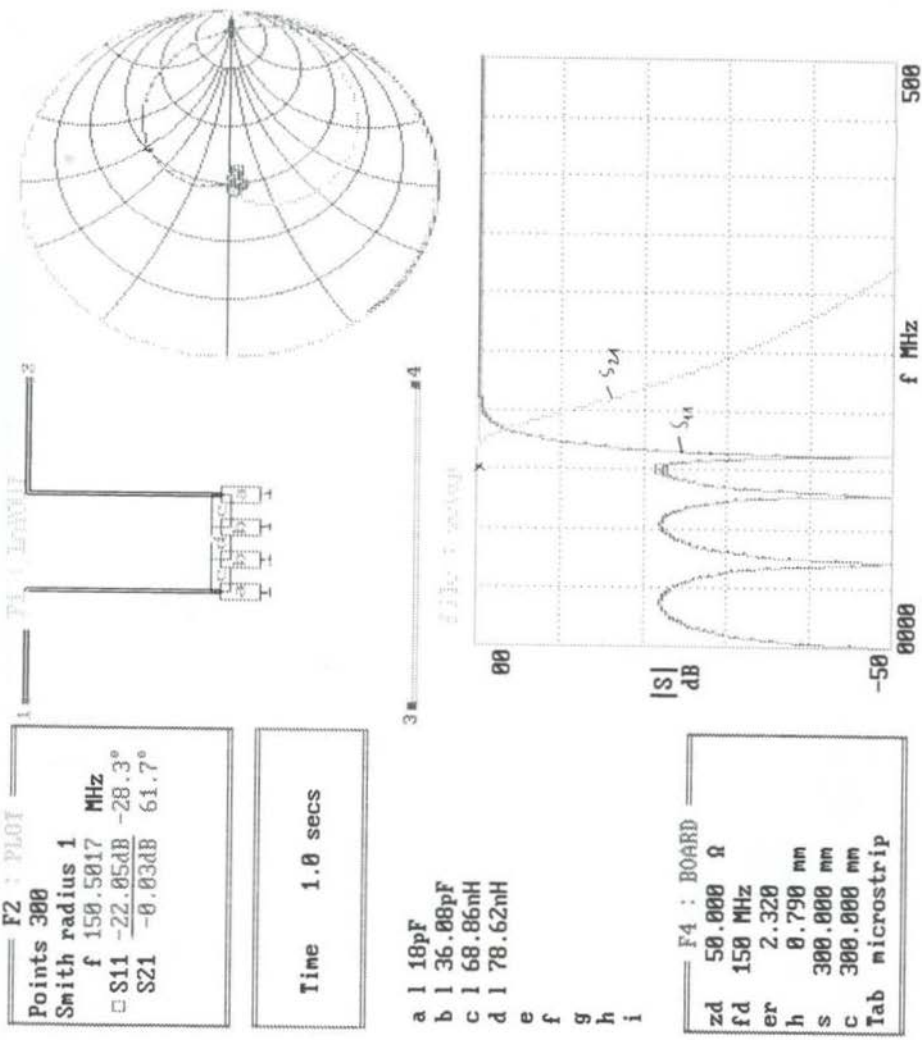
Bild/Figure 19: 4-way Gysel Combiner for 432-Isolation





Bild/Figure 20: 4-way Gysel -Return Loss&Coupling

Bild/Figure 21: Harmonic Filter for 144MHz



The output impedance of the MFR151G is 8.5+j*0.3 Ω (Drain to drain) at 150MHz. This has to be matched to the 12.5Ω of the 4:1 output transformer. A subsequent balun with RG141A cable makes the necessary transformation from balanced to unbalanced. The output power coupler is made from Wireline.

Besides the task of developing the amplifier also the auxiliary circuits like power supply, protection circuits and time sequencers will take an enormous amount of time.

6. Literatur/References

[1] H. O. Granberg: Power MOSFETs versus Bipolar Transistors, MOTOROLA RF Data Manual

[2] Günter Schwarzbeck: 300W-MOS-FET-Linearendstufe für 144MHz, Testbericht über HLV 300 (BEKO), CQ-DL 1/1993

[3] Helge O. Granberg: RF Power MOSFETs, MOTOROLA AR 165S

[4] O. Verf.: Solid State Power Amplifier 300W FM 88-108MHz, MOTOROLA RF Data Manual

[5] O. Verf.: Three Balun Designs for Push-Pull Amplifiers, MOTOROLA AN 1034

[6 C. L. Ruthroff: Some Broad-Band Transformers, Proc. IRE, Vol. 47, 8/1959

[7] O. Pitzalis/ T. P. Couse: Practical Design Information for Broadband Transmission Line Transformers, Proc. IEEE, 4/1968

[8] H. O. Granberg: Broadband Transformers and Power Combining Techniques for RF MOTOROLA AN 749

[9] Jerry Sevick: Transmission Line Transformers, ARRL 1987

[10] G. Badger: A New Class of Coaxial-Line Transformers, ham radio 2+3/1980

[11] John J. Nagle: High Performance Broadband Balun, ham radio 2/1980

[12] Eric T. Red: Arbeitsbuch für den HF-Techniker, Franzis-Verlag, München 1986

[13] Robert S. Stein: VHF-Techniques (Wilkinson Divider), ham radio 7/1980

[14] E. Franke: Capacitively Coupled Hybrids, ham radio 3/1983

[15] R. Bertelsmeier: Quadrature Hybrids for 1.3GHz, DUBUS 4/1994

[16] S.W. Wedge/R. Compton/D. Rutledge: PUFF 2.0, California Institute of Technology

[17] V.H. Gysel: A New N-Way Power Divider/Combiner Suitable for High Power Applications, 1975 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, p. 116, May 1975

6. Errata

Magnetic Flux in Cores

The equation on page 24, DUBUS 1/2000 must read:

$$B_{op} = V_{rms} \cdot \frac{10^8}{4{,}44 \cdot f \cdot N \cdot A_Q} + 10 \cdot N \cdot I_{DC} \cdot \frac{A_L}{A_Q} \quad \text{[Gauss]}$$

Vrms	Voltage across the winding in V
A_Q	Cross section area in cm^2
N	Number of turns
f	Frequency in Hz
I_{DC}	DC-Current in A
A_L	Inductance factor in nH

Magnetischer Fluß in Kernen

Die Gleichung in DUBUS 1/200, S. 14 muß lauten:

$$B_{op} = V_{rms} \cdot \frac{10^8}{4{,}44 \cdot f \cdot N \cdot A_Q} + 10 \cdot N \cdot I_{DC} \cdot \frac{A_L}{A_Q} \quad \text{[Gauss]}$$

Vrms	Spannung, mit der die Wicklung in V beaufschlagt wird
A_Q	Querschnitt des magn. Weges in cm^2
N	Windungszahl
f	Betriebsfrequenz in Hz
I_{DC}	Gleichstrom durch die Wicklung in A
A_L	Induktanzfaktor des Kerns in nH